NUMERO 11
LIRE 350

# PRECISIONE ULTRAVOX

Precisione e massima cura nelle finiture estetiche dei mobili.

Precisione e tecnica d'avanguardia nella costruzione del televisore.

Precisione e correttezza nei rapporti di lavoro con la clientela.

Per la serietà della politica di vendita, per la sicurezza di un perfetto funzionamento riposa tranquillo chi tratta ULTRAVOX

25 agenzie e centri di assistenza tecnica in tutta Italia a disposizione della Clientela.

**ULTRAVOX** direzione generale - Via Giorgio Jan 5 Milano telef. 222.142 - 228.327 Stabilimento - Caronno Pertusella (Varese)

STUDIO AP

ANNO XXXVI **11**

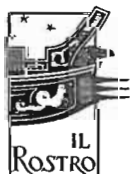
NOVEMBRE 1964 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA



SOMMARIO



Direzione, Redazione
Amministrazione
Uffici Pubblicitari

**VIA MONTE GENEROSO, 6/A - MILANO - TEL. 32.15.42 - 32.27.93**
**C.C.P. 3/24227**

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 7.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

è la rivista
che si legge
da due generazioni
dalla galena
alla TV a colori
dai primi tubi
elettronici
ai più perfezionati
transistori
l'antenna
è la rivista
più letta
più autorevole
più aggiornata
in Italia
nel campo della
radiotecnica
alta fedeltà
elettroacustica
elettronica industriale
telecomunicazioni
tecnica elettronica
televisione
è la rivista che si legge da 37 anni
abbonatevi!
abbonamento annuo
L. 3.500 + 70

dott. ing. Alessandro Banfi

# Nuovi orizzonti

*Abbiamo già esaminato in occasione dell'ultima Mostra Nazionale della Radio-TV, le condizioni potenziali dell'utenza radio e televisiva italiana risultanti da recenti e probanti indagini della R.A.I.*
*Ora, all'inizio della stagione invernale, che solitamente coincide con la punta di maggiore acquisto da parte del pubblico, riteniamo utile ed opportuno trarne alcune considerazioni di carattere orientativo per la produzione ed il mercato.*
*Per quanto riguarda la radiofonia la risultanza che tutt'ora 4 milioni di famiglie sono sprovviste di radioricevitore, indica l'esistenza di un ancora cospicuo mercato potenziale. Occorre inoltre tener presente che molti radioricevitori attualmente in uso sono di vecchio tipo, ormai superato come utilizzazione (MA e MF), efficienza e tipi di valvole impiegati, e che pertanto se ne presenta conveniente ed opportuno il rinnovo.*
*Vediamo quindi di prospettare la fisionomia del moderno radioricevitore, tale da soddisfare la maggior parte delle esigenze del pubblico, pur restando nei limiti di un costo piuttosto accessibile. Vogliamo però subito precisare che questa nostra disamina non è intesa ad individuare l'apparecchio di tipo economico a basso prezzo, nè tanto meno l'apparecchio di elevata qualità a prezzo sia pur competitivo, ma sempre piuttosto cospicuo.*
*Le nostre considerazioni vogliono riassumere e porre in evidenza le principali caratteristiche tecniche che dovrebbero contraddistinguere il moderno radioricevitore domestico, stile 1965.*
*Anzitutto permane, ovviamente, la scelta fra valvole e transistori.*
*Il radioricevitore a valvole è tendenzialmente indicato per un impiego regolare in sede fissa con un buon volume e qualità d'ascolto, mentre il ricevitore a transistori è più adatto per essere spostato facilmente da un luogo all'altro della casa, senza la schiavitù del cordone e della presa d'alimentazione.*
*Sotto quest'ultimo profilo e considerando che il costo d'esercizio delle batterie a secco è oggi piuttosto modesto, si delinea attualmente la tendenza all'uso sempre più generalizzato del ricevitore a transistori, naturalmente non del tipo tascabile.*
*Un circuito a 7 o 9 transistori con possibilità di ricezione delle gamme MA (onde medie) e MF (onde ultracorte), e con una potenza acustica di circa 0,5 ÷ 1 Watt, sarebbe indicatissimo per un ricevitore che potremmo chiamare d'impiego universale.*
*E questo genere di radioricevitore si identifica col cosiddetto tipo « cordless » (senza cordone) che si sta oggi diffondendo in Europa.*
*Le possibilità di maggiore diffusione della radio in Italia sono ancora grandi considerato l'ottimo servizio di copertura delle emissioni R.A.I. in onde medie ed in modulazione di frequenza.*
*Si può sicuramente ritenere che tutto il territorio nazionale è servito dai programmi radiofonici: la radio è una necessità della vita moderna e con la inevitabile evoluzione di quest'ultima anche per la radio si nota un netto rilancio, dopo una recente stasi di mercato, dovuta probabilmente all'attuale congiuntura economica.*
*Ovviamente, occorre incoraggiare ed invogliare il futuro acquirente presentandogli dei ricevitori moderni, a prezzo accessibile, dotati dei requisiti tecnici sopra ricordati.*
*Per quanto riguarda la televisione, abbiamo già a suo tempo accennato che le prospettive potenziali del mercato sono ancor più vaste: oltre 9 milioni di famiglie sono ancora sprovviste di televisore.*

(il testo segue a pag. 521)

Gianfranco Rosso

# Il trigger di Schmitt a transistori

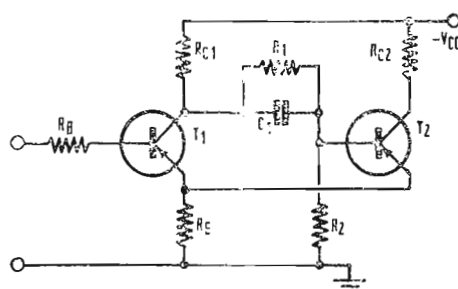



Fig. 1 - Circuito tipico del trigger di Schmitt.

## 1. - CHE COS'È IL TRIGGER DI SCHMITT

È un circuito in grado di assumere l'uno o l'altro di due stati di conduzione stabili secondo l'ampiezza che ha la tensione d'ingresso.

Inventato prima come applicazione dei tubi elettronici, viene ora realizzato, con lo stesso circuito, anche a transistori e noi analizzeremo solo questo secondo caso (con riferimento a transistori di tipo PNP per cui tutte le tensioni sono negative rispetto a massa).

Se l'ingresso è inferiore ad un predeterminato livello in corrente continua che chiameremo « livello di soglia inferiore » (L.S.I.) lo stadio d'ingresso, cioè il primo stadio sarà interdetto ed il secondo stadio starà conducendo (con riferimento alla terminologia adottata per la tecnica binaria diremo che il trigger si trova nello stato « O »). Quando la tensione d'ingresso supera questo livello in c.c. più una certa zona critica di scarto, lo stadio d'ingresso sarà in conduzione ed il secondo stadio si troverà interdetto (il circuito passa nello stato « 1 »).

Il punto in cui si considera raggiunto il secondo stato stabile si chiama « livello di soglia superiore » (L.S.S.). Per riportare il circuito a riposo, cioè nella condizione in cui il primo transistore è bloccato ed il secondo in conduzione, non è sufficiente che la tensione d'ingresso diventi meno negativa di L.S.S.: la commutazione avverrà solo quando essa sarà diventata meno negativa di L.S.I. E così nuovamente, per riportare in conduzione il primo transistore non è sufficiente superare (in senso negativo) L.S.I. ma occorre che il segnale d'ingresso diventi più negativo di L.S.S.

Si può quindi dire meglio che il trigger cambia di stato quando il segnale d'ingresso attraversa una zona critica la cui ampiezza deve essere, nella maggior parte delle applicazioni, la più piccola possibile.

## 2. - APPLICAZIONI DEL TRIGGER DI SCHMITT

Si basano essenzialmente sulla trasformazione di un segnale a variazione progressiva in un segnale rettangolare. Pertanto può venir impiegato come: 1) dispositivo per la conversione analogica-digitale. In questo caso esso trasforma una determinata forma d'onda in una serie d'impulsi la cui ampiezza può poi essere misurata ed eventualmente trasmessa, in un codice binario, a distanza. Di qui il suo impiego nelle apparecchiature di telecomando e di telecontrollo; 2) dispositivo sensibile alle variazioni di livello; 3) dispositivo per confronti di tensioni; 4) contatore d'impulsi; infatti, come è spiegato oltre, può venire paragonato, per certi aspetti, ad un circuito monostabile; 5) generatore d'onde rettangolari. Un caso molto comune è quello d'un segnale teoricamente rettangolare ma in realtà alterato dal passaggio in circuiti capacitivi che modificano la pendenza dei fronti verticali, rendendo il segnale inutilizzabile per altre operazioni, ad esempio di integrazione; o per il pilotaggio di multivibratori o circuiti logici nei calcolatori; 6) oscillatore; 7) circuito per comandare un relè, che può essere inserito sul collettore di uno dei due transistori del trigger, al posto della resistenza di collettore; 8) squadratore di onde sinusoidali o a dente di sega od altre, e quindi come formatore d'onda; 9) rigeneratore di un certo livello in corrente continua. Infatti il trigger può fornire un grande « swing » (questo termine indica la differenza di tensione tra i due livelli ottenuti da ciascuno dei suoi due stati binari). Un segnale continuo d'ampiezza ridotta, applicato all'ingresso, viene così trasformato, purchè esso attraversi la zona critica, in un segnale rettangolare di grande ampiezza. Il trigger di Schmitt lavora quindi come amplificatore a « tutto o niente ».

## 3. - DIFFERENZE TRA IL TRIGGER DI SCHMITT E IL MONOSTABILE

Il trigger di Schmitt ha, a prima vista, un comportamento analogo a quello del multivibratore monostabile, infatti in ambedue i casi è necessario e sufficiente un solo impulso di comando affinchè il circuito compia per intero il suo ciclo di funzionamento e ritorni nella posizione di partenza. Esistono però tra i due, differenze sostanziali che esamineremo brevemente, al fine di evitare confusioni e per chiarire meglio le caratteristiche del trigger di Schmitt.

Il multivibratore monostabile è un circuito in cui l'impulso di comando ha il solo compito di dare il via alle operazioni, che si compiono poi automaticamente dipendendo solo dai parametri del circuito stesso. In particolare non ha importanza la durata dell'impulso d'ingresso, purchè naturalmente non sia così piccolo da non riuscire a bloccare od a saturare un transistore, per dare l'avvio al ciclo di commutazione. Il tempo che impiega il circuito a compiere un'oscillazione completa ed a tornare nella condizione iniziale dipende

essenzialmente dalle costanti di tempo del circuito RC d'accoppiamento dei due transistori. L'impulso d'ingresso nel frattempo è già terminato. Un'altra considerazione da fare è la seguente: il multivibratore monostabile ha un circuito ad accoppiamento a condensatore, pertanto è un dispositivo con un certo ritardo che fornisce un impulso d'uscita dopo un certo tempo da che è stato ricevuto l'impulso d'ingresso.

Il trigger di Schmitt è invece un dispositivo ad accoppiamento diretto, realizzato tramite la resistenza d'emettitore, non shuntata da una capacità, che è in comune ai due transistori (v. fig. 1); non presenta pertanto ritardi capacitivi. Inoltre è un circuito sensibile alle variazioni di livello del segnale d'ingresso, il che significa che i tempi che interessano il suo funzionamento sono strettamente legati alla durata dell'impulso di comando e precisamente, come già detto, il trigger rimarrà in uno dei due stati binari fino a che l'escursione della tensione d'ingresso non attraversa la regione dal L.S.S. al L.S.I. o viceversa.

## 4. - FUNZIONAMENTO DEL CIRCUITO

Per descrivere il funzionamento del circuito ci riferiamo alla fig. 1. In condizioni di riposo, cioè quando la tensione d'ingresso è zero, $T_1$ si trova polarizzato all'interdizione, mentre $T_2$ è in saturazione. Infatti il divisore di tensione costituito da $R_{c1}$, $R_1$ e $R_2$ polarizza direttamente $T_2$ assicurando la sua conduzione e la corrente che circola in esso determina un potenziale su $R_E$ che polarizza inversamente $T_1$. Se la tensione d'ingresso è inferiore (meno negativa) a quella ai capi di $R_E$, il circuito rimarrà nella condizione in cui si trova e non commuta. Il L.S.S. si verifica invece quando la tensione d'ingresso supera, in ampiezza, quella su $R_E$ (cioè è più negativa) di un valore, che può essere anche di solo $0{,}1 \div 0{,}2$ V, necessario per polarizzare direttamente la giunzione base-emettitore di $T_1$ fornendole una sufficiente corrente di base. $T_1$ comincia quindi a condurre e la tensione tra il suo collettore e massa, che prima era determinata unicamente dal partitore $R_{c1}$, $R_1$ e $R_2$ (quest'ultimo in parallelo alla giunzione base-emettitore di $T_2$ più $R_E$) comincia a scendere da un valore molto negativo, verso zero. Con la sua diminuzione scende anche la tensione sulla base di $T_2$ e quindi la corrente di comando del secondo transistore. È da notare che appena $T_1$ comincia a condurre, la sua, seppur debole, corrente d'emettitore s'aggiunge a quella di $T_2$ rendendo più negativi gli emettitori. Questo, se è un danno per quanto riguarda $T_1$ che deve condurre, è un vantaggio per $T_2$ in quanto facilita il suo bloccaggio. Appena $T_2$ non si trova più in condizione di saturazione diminuisce la sua corrente d'emettitore, per cui la tensione tra emettitore e massa scende, diventando meno negativa. Se diminuisce la tensione d'emettitore, con quella del segnale d'ingresso costante, aumenta la d.d.p. tra emettitore e base di $T_1$. Questo processo continua automaticamente e diventa rigenerativo quando il guadagno del circuito supera l'unità. Il dispositivo commuta così rapidamente da uno stato binario all'altro.

Il livello di tensione a cui si ha il L.S.I. non è lo stesso a cui si ha il L.S.S. Vi è infatti tra i due una «isteresi» o «banda di scarto» dovuta ai parametri del circuito che sono diversi nelle due condizioni. Le differenze nei due casi binari risultano da queste considerazioni:

— primo, la tensione di base di $T_2$ dipende dal divisore di tensione formato da $R_{c1}$, $R_1$ e $R_2$.

La tensione di base di $T_2$ avrà quindi due valori diversi corrispondenti alle condizioni di L.S.S. o al L.S.I.

— Secondo, come conseguenza del punto precedente la giunzione emettitore-base di $T_2$ si troverà polarizzata o in senso diretto o in senso inverso. È questa combinazione di due tensioni separate e distinte ai capi di $R_2$ e $R_E$, corrispondenti a $T_1$ che conduce o $T_2$ che conduce, che causa lo scarto tra i due punti superiore e inferiore.

Per capire bene questo fenomeno d'isteresi, consideriamo le tensioni sulle basi dei due transistori nelle due condizioni di conduzione e blocco. Nei due stati, ed escludendo l'istante di commutazione, la tensione d'emettitore è pressochè uguale, in quanto la resistenza $R_E$ risulta sempre percorsa dalla corrente di

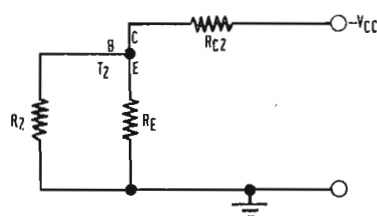



Fig. 2 - Circuito equivalente col transistore $T_2$ in saturazione.

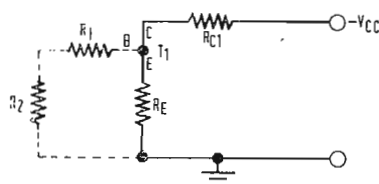



Fig. 3 - Circuito equivalente col transistore $T_1$ in saturazione.

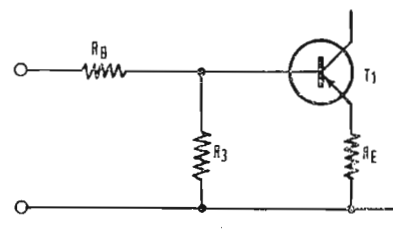



Fig. 4 - Circuito d'ingresso con resistenza tra base e massa.

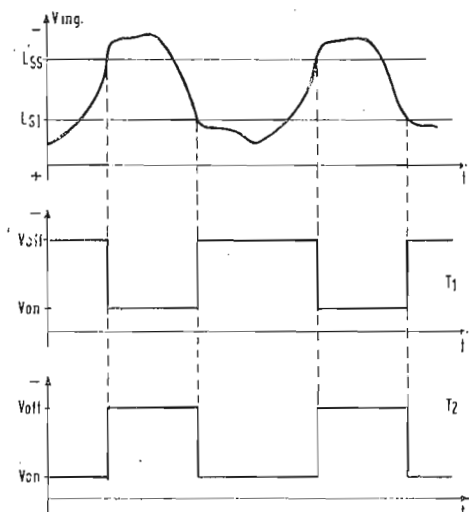



Fig. 5 - Confronto tra la tensione d'ingresso e quella sui collettori dei due transistori.

saturazione di uno dei due transistori che si presumono uguali e con uguali caratteristiche. Invece le tensioni sulle basi variano.

Nello stato di riposo (chiamiamolo « 0 ») $T_2$ è in saturazione per cui si può considerare a resistenza interna nulla. Vale quindi il circuito equivalente di fig. 2. La tensione sulla base, che è anche la tensione sull'emettitore di $T_2$ e quindi di $T_1$, sarà pertanto (trascurando la $I_{C0}$ di $T_1$):

$$(V_{B2})_0 = \frac{\dfrac{R_E\, R_2}{R_E + R_2}}{\dfrac{R_E\, R_2}{R_E + R_2} + R_{C2}}\, V_{CC} = (V_{E1})_0$$

[È bene notare, per la comprensione dei successivi passaggi, che considerando, come avviene normalmente, che la base di $T_1$ sia messa a massa, $V_{E1}$ esprime anche la d.d.p. tra base ed emettitore del primo transistor. A proposito della resistenza tra base e massa si veda la fig. 4].

Quando il trigger è commutato (stato « 1 ») scende la tensione sul collettore di $T_1$ che in questo caso, essendo in saturazione, è uguale a quella della base dello stesso transistore. Adottando il circuito equivalente di fig. 3 in cui non si considera il ramo derivato $R_1$ e $R_2$ (tratteggiato in figura) perchè di valore molto alto, si ha:

$$(V_{C1})_1 = (V_{B1})_1 = \frac{R_E}{R_E + R_{C1}}\, V_{CC}$$

che è dello stesso ordine di $(V_{B2})_0$. Infatti in genere si ha che $R_{C1} = R_{C2}$ ed $R_E$ è poco diverso da $\dfrac{R_E\, R_2}{R_E + R_2}$ in quanto $R_2 \gg R_E$ [1].

Nota la tensione $(V_{C1})_1$ possiamo calcolare quella sulla base di $T_2$, nello stato « 1 » per confrontarla con quella nello stato « 0 »:

## 5. - CALCOLO DEL LIVELLO DI SOGLIA SUPERIORE

Determiniamo ora l'ampiezza che deve avere il segnale di comando per azionare il trigger. Dalle considerazioni precedenti possiamo scrivere:

$V_{ing} = V_E + V_{BE1}$

dove $V_E$ è la tensione tra emettitore e massa e $V_{BE1}$ è la tensione base-emettitore di $T_1$. Nello svolgimento dei calcoli assumiamo sempre che $T_2$ si trovi completamente saturato, cioè che la tensione tra collettore ed emettitore ($V_{CE}$) si possa ritenere uguale a zero. Per un calcolo di prima approssimazione, riteniamo trascurabile la corrente di base $I_{B2}$ del secondo transistor rispetto alla corrente d'emettitore ($I_{E2}$); in questo caso si può porre $I_{E2} \simeq I_{C2}$ e poichè $V_{CE} \simeq 0$, si ha:

$$V_E = \frac{R_E}{R_{C2} + R_E}\, V_{CC}$$

perciò il valore approssimato del L.S.S. è:

$$\frac{R_E\, V_{CC}}{R_{C2} + R_E} + V_{EB1}. \qquad [1]$$

Un calcolo più preciso tiene conto del valore di $I_{B2}$. In questo caso ci riferiamo al circuito equivalente di fig. 6*a* (si suppone che la corrente di dispersione $I_{CE0}$ di $T_1$ sia trascurabile) e si ha:

$$V_E = I_E\, R_E$$
$$I_E = I_{C2} + I_{B2}$$
$$I_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{C2}}{R_{C2}}$$

dove $V_{C2}$ è la tensione tra collettore e massa di $T_2$. Ricordando che se $T_2$ è veramente in saturazione si ha:

$V_{C2} \simeq V_E$.

Applicando il teorema di Thevenin all'ingresso della base di $T_2$ (fig. 6*b*) la tensione a circuito aperto è:

$$(V_{B2})_1 = (V_{C1})_1 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \simeq (V_{B2})_0\, \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left( = (V_{E1})_0\, \frac{R_2}{R_1 + R_2} = (V_{BE1})_0\, \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right),$$

cioè è molto meno negativa di prima. Questo significa che il transistore $T_2$ è bloccato molto più energicamente di quanto lo sia $T_1$ prima della commutazione e che, per renderlo nuovamente in conduzione occorre una tensione di comando su $T_2$ maggiore. Per ottenere questo è necessario che la tensione sul collettore di $T_1$ diventi molto negativa, il che si ottiene solo se la tensione d'ingresso si avvicina decisamente allo zero perchè se rimanesse al L.S.S. polarizzerebbe ancora troppo in senso diretto $T_1$ per cui la tensione sul suo collettore non risulterebbe sufficientemente negativa per riuscire a sbloccare $T_2$. Per maggior chiarezza indichiamo in fig. 5 la tensione d'ingresso e quella d'uscita sul collettore di $T_1$ e $T_2$.

$$V' = \frac{R_2\, V_{CC}}{R_{C1} + R_1 + R_2}$$

la resistenza interna è:

$$R' = \frac{R_2\,(R_{C1} + R_1)}{R_{C1} + R_1 + R_2}.$$

Supponendo che la resistenza di base intrinseca del transistor ($r_b$) sia molto minore di $R'$ (il che è sempre vero), la corrente di base di $T_2$ è:

$$I_{B2} = \frac{V' - V_{B2}}{R'}$$

dove $V_{B2}$ è la tensione fra base e massa di $T_2$ e vale: $V_E + V_{BE2}$; si ha quindi:

Fig. 6 a e b - Circuito per il calcolo del LSS: $T_1$ si considera a resistenza infinita.

[1] Questo è ancora più vero se nel circuito d'ingresso del transistore $T_1$ è presente anche una resistenza tra base e massa ($R_3$ in fig. 4) che in questo caso deve essere considerata in parallelo ad $R_E$ ed è analoga anche se non dello stesso valore, ad $R_2$.

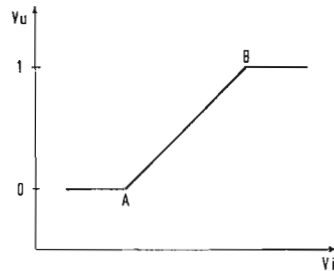
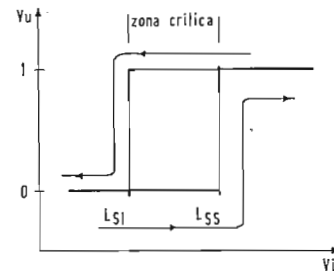



Fig. 7 a

Fig. 7 b

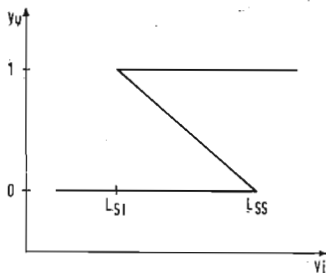



Fig. 7 c

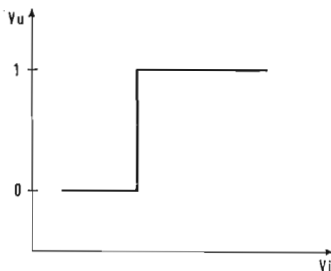



Fig. 7 d

Fig. 7 - Andamento della caratteristica $V_u = f(V_i)$ nei vari casi di amplificazione.

$$V_E = I_E \cdot R_E = R_E \left( \frac{V_{CC} - V_{C2}}{R_{C2}} + \frac{V' - V_{BE2} - V_E}{R'} \right);$$

sostituendo le espressioni di $V'$ e $R'$ e semplificando, si ha:

$$V_E = \frac{R_E R_2 V_{CC} (R_{C1} + R_{C2} + R_1) - R_E R_{C2} V_{BE2} (R_{C1} + R_1 + R_2)}{R_{C2} (R_{C1} + R_1)(R_E + R_2) + R_E R_2 (R_{C1} + R_{C2} + R_1)} \quad [2]$$

ed il L.S.S. sarà l'espressione precedente a cui si aggiunge $V_{BE1}$.
Come prima approssimazione la variazione della tensione d'uscita, « swing », vale:
$\Delta V = V_{CC} - V_E$
questo se non si considera l'effetto del carico esterno che dovrebbe essere applicato sul collettore. Immaginando infatti che il circuito esterno si presenti come una resistenza di valore molto elevato, sul collettore si avrà, in condizione di interdizione, quasi l'intera tensione d'alimentazione $V_{CC}$ ed in saturazione, ritenendo nulla la caduta di tensione tra collettore ed emettitore, la tensione su $R_E$.

## 6. - CALCOLO DEL LIVELLO DI SOGLIA INFERIORE

In modo analogo si può ricavare il L.S.I supponendo che $T_1$ sia in saturazione e che la corrente di base di $T_2$ sia piccola rispetto alla corrente derivata di $R_{C1}$, $R_1$ e $R_2$:
L.S.I. $= V_E + V_{BE1}$

$$I_E \simeq I_{C1} = \frac{V_{CC} - V_{C1}}{R_{C1}} - \frac{V_{C1}}{R_1 + R_2}$$

ma se $T_1$ è in saturazione: $V_{C1} \simeq V_E$ per cui:

$$I_E = \frac{V_{CC}}{R_{C1}} - \frac{V_E}{R_{C1}} \left(1 + \frac{R_{C1}}{R_1 + R_2}\right)$$

risolvendo rispetto a $V_E$, ricordando che $I_E = V_E/R_E$ e semplificando si ha:

$$V_E = \frac{R_E (R_1 + R_2) V_{CC}}{R_E (R_{C1} + R_1 + R_2) + R_{C1} (R_1 + R_2)} \quad [3]$$

da cui si ricava subito L.S.I.
Si osserva quindi che il L.S.I. è relativamente indipendente da $R_{C2}$.
Si noti che se il circuito d'ingresso è uguale a quello di fig. 4, cioè con la resistenza $R_3$ applicata tra base e massa, nell'equazione [3] al valore di $R_E$ occorre sostituire quello di $\frac{R_E \cdot R_3}{R_E + R_3}$ in quanto la $R_3$ si trova in parallelo (essendo $T_1$ in saturazione e quindi con caduta di tensione interna nulla a $R_E$.
In conclusione:
— la chiave per calcolare il L.S.S. ed il L.S.I. sta nell'esprimere $V_E$ in funzione degli altri parametri del circuito ricordando che il valore di $V_E$ è differente quando $T_1$ sta conducendo ($V_{ing} \geq$ |L.S.S.|) rispetto alla condizione di $T_2$ che conduce ($V_{ing} <$ |L.S.I.|);
— il circuito presenta una grande flessibilità in quanto si può scegliere tra transistori al germanio pnp ed npn, o transistori al silicio, e variare molto il valore del coefficiente d'amplificazione di corrente ad emettitore comune.

## 7. - VARIAZIONE DEI LIVELLI DI SOGLIA

Ripetiamo che il circuito risponde solo ai segnali d'ingresso che attraversano la regione fra il L.S.I. e il L.S.S. Perciò l'impulso dovrà essere direttamente accoppiato alla base di $T_1$ per ottenere un'azione di squadramento dell'intera forma d'ingresso. Se l'ingresso è accoppiato capacitivamente, si avrà una differenziazione del segnale d'ingresso per cui anche il segnale d'uscita risulterà modificato.
Esaminiamo ora il comportamento del

trigger rispetto al guadagno del circuito chiuso costituito da collettore di $T_1$, base di $T_2$, emettitori di $T_1$ e $T_2$, collettore di $T_1$. A questo scopo rappresentiamo le caratteristiche che danno la tensione d'uscita in funzione di quella di comando del trigger (vedi fig. 7). Se il guadagno del circuito è minore di 1 (fig. 7*a*) il trigger si comporterà come un amplificatore lineare e la caratteristica di tensione uscita-ingresso avrà una pendenza positiva tra il L.S.I. ed il L.S.S. È il caso di un comune amplificatore dove l'accoppiamento tra gli stadi costituisce sempre una attenuazione e non un guadagno. In questo caso la tensione d'uscita, tra il punto *A* e *B*, sale proporzionalmente all'aumentare della tensione d'ingresso. Nel caso che il guadagno del circuito chiuso sia maggiore di 1 la caratteristica è quella di fig. 7*b*. La tensione d'uscita ha inizialmente il livello che chiamiamo *O*. Se il segnale d'ingresso cresce, raggiunge il valore del L.S.I. ma come sappiamo il trigger non lavora ed in uscita si avrà ancora il livello *O*. Continuando ad aumentare la tensione di comando si raggiunge il L.S.S. a cui il circuito commuta per cui la tensione d'uscita passa bruscamente al valore che chiamiamo 1. Un ulteriore aumento del segnale d'ingresso non ha più alcun effetto sul trigger che permane nello stato commutato. Se ora la tensione di comando diminuisce, passa per il L.S.S. senza commutare il circuito e, continuando a scendere, raggiunge il L.S.I.: a questo punto il trigger ritorna nella condizione di riposo e la tensione d'uscita scende al valore 0. Si vede quindi che la caratteristica tensione d'uscita in funzione della tensione d'ingresso è diversa a seconda se la curva è percorsa in un senso ($V_{ing}$ crescente) o in quello opposto ($V_{ing}$ decrescente) e descrive proprio un fenomeno d'isteresi.
Questa caratteristica, anzichè come in fig. 7*b* è preferibilmente espressa come in fig. 7*c* in cui si mette in evidenza la presenza di una regione a resistenza negativa, larga quanto la zona critica, che rappresenta il tratto in cui l'accoppiamento anzichè rappresentare una perdita, come nel caso di una comune resistenza positiva, comporta un guadagno. Se il guadagno del circuito è invece uguale ad 1 si ha il caso della fig. 7*d* in cui L.S.I. e L.S.S. coincidono e la zona critica è nulla.
Maggiore è il guadagno del sistema e migliore sarà l'azione di scatto (« snap » nella letteratura americana) del circuito. Poichè questo può essere molto importante, si utilizza generalmente un condensatore ($C_1$ in fig. 1) che, shuntando $R_1$ aumenta il guadagno del circuito durante la fase di commutazione. Diventa così evidente che occorre la presenza della zona critica per avere una regione a resistenza negativa ed assicurare così un passaggio più veloce, un'azione di scatto da uno stato binario all'altro.
Il fenomeno d'isteresi, in certe applicazioni, può però essere un inconveniente; lo si può quindi eliminare annullando la zona critica. Occorre però notare che in questo modo il transistor $T_2$, nella sua conduzione non sarà completamente saturato: questo effettivamente permette che si verifichi la commutazione nello stato bloccato per una piccola diminuzione del segnale d'ingresso, ma va a scapito della stabilità del circuito. Infatti più $T_2$ è in saturazione e minore sarà lo slittamento in stabilità.

Fig. 9 - Circuito del primo transistore, con carico esterno.

## 8. - RIDUZIONE DELLA ZONA D'ISTERESI

Per diminuire l'isteresi, si può introdurre una resistenza di basso valore $R_h$ tra l'emettitore di $T_1$ ed il punto comune all'emettitore di $T_2$ ed alla resistenza $R_E$ (fig. 8*a*). Questa resistenza $R_h$ non interviene durante il funzionamento che quando $T_1$ sta conducendo, cioè quando il trigger è commutato, ma non ha nessuna influenza quando il circuito è a riposo. Di conseguenza il L.S.S. rimane invariato ma, poichè la polarizzazione di $T_1$ durante la conduzione risulta più decisa che in assenza di $R_h$ non è più necessario diminuire il segnale d'ingresso fino al valore del L.S.I. per avere nuovamente il bloccaggio del transistor. Si ha quindi una riduzione o, volendo, la soppressione dell'isteresi.
In pratica, la resistenza $R_h$ verrà introdotta sotto forma di un potenziometro

Fig. 8 a e b - Circuiti per la riduzione della zona di isteresi.

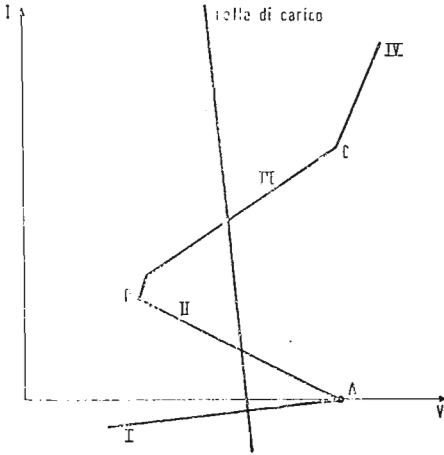



Fig. 11 - Andamento della caratteristica corrente d'ingresso in funzione della tensione d'ingresso, per un trigger di Schmitt tipo parallelo.

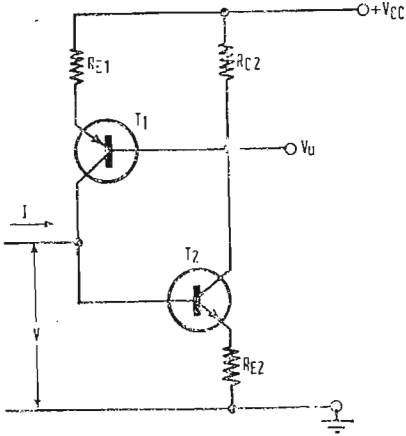



Fig. 12 - Trigger di Schmitt tipo serie, a transistori complementari.

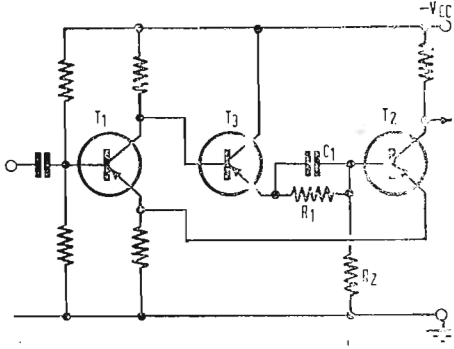



Fig. 10 - Trigger di Schmitt per alta frequenza.

di basso valore i cui capi estremi verranno collegati a ciascuno dei due emettitori ed il cursore, ad $R_E$ (fig. 8*b*). In effetti noi abbiamo trascurato l'influenza delle correnti inverse $I_{co}$ dei transistori, ma queste correnti possono essere molto differenti per i due transistori in modo che, secondo i loro valori relativi, le conclusioni precedenti possono essere invertite. L'impiego del potenziometro come descritto, permette di disporre $R_h$, secondo il caso, sia dalla parte di $T_1$ che dalla parte di $T_2$.

## 9. - REGOLAZIONE DEL LIVELLO INFERIORE E SUPERIORE

Vediamo ora quali sono i sistemi per poter regolare a piacere i livelli inferiori e superiori spostandoli parallelamente a se stessi, ossia senza variare l'ampiezza della zona critica.

Un metodo potrebbe essere quello di inserire un partitore della tensione d'ingresso, per esempio un potenziometro, prima dell'ingresso su $R_b$ (fig. 1): questa aggiunta non cambia il funzionamento del circuito. Si può inserire una polarizzazione variabile sulla base o sull'emettitore di $T_1$ attraverso una adatta resistenza di isolamento, oppure rendere variabile $R_2$. Ma ognuno di questi metodi presenta degli svantaggi. Un sistema migliore per una regolazione su vasta gamma è quello di usare una resistenza variabile in serie ad $R_E$. L'influenza della variazione della resistenza d'emettitore sui due livelli è messa in evidenza dalle equazioni [1] e [2]. Questa modifica ha l'effetto di aumentare la tensione sull'emettitore senza influenzare i punti di riposo di funzionamento dei transistori più di quanto facciano gli altri metodi. Osserviamo che un grande valore di $R_E$ ha questi vantaggi:

1. tende a mantenere costante la corrente di collettore indipendentemente dai parametri del circuito;
2. aumenta l'impedenza d'ingresso richiedendo così una minor corrente di comando e rendendo più difficile il sovraccarico di $T_1$.

Presenta però gli svantaggi che:

1. la variazione del segnale d'uscita, cioè lo « swing » è ridotta;
2. c'è la possibilità, se $R_E$ è molto grande, che $T_2$ non possa più andare in saturazione (d'altro canto se $R_E$ è troppo piccolo darà una scarsa condizione di bloccaggio a $T_2$).

## 10. - INFLUENZA DEI PARAMETRI SUL CIRCUITO

Ci proponiamo ora di analizzare l'azione che ogni resistenza del circuito esercita sul funzionamento dello stesso.

$R_1$: la sua variazione influenza sia il L.S.S. che il L.S.I. poichè varia il divisore di tensione sulla base di $T_2$. Questo si vede anche dalle equazioni [2] e [3]. Se $R_1$ è troppo alta risulterà ridotta la corrente di base di $T_2$ con il pericolo che il secondo transistor non risulti ben saturato.

$R_2$: la sua variazione influenza sia il L.S.S. che il L.S.I. (vedi equaz. [2] e [3]). Con piccoli valori di $R_2$ si ha uno minor zona critica. $R_2$ diminuisce la corrente di bloccaggio di $T_2$ quando questo è interdetto e $T_1$ in saturazione. Analogamente $R_2$ ha una grande importanza per quanto riguarda la saturazione di $T_2$. Infatti per un valore fissato di $R_E$ all'aumentare di $R_2$ migliora la saturazione di $T_2$ in quanto aumenta la tensione sulla base; d'altro canto se $R_2$ è piccola peggiora la saturazione, cioè si riduce il segnale d'uscita. Così $R_2$ non può essere fatta piccola rispetto ad $R_1$ ed a volte può anche non esserci del tutto.

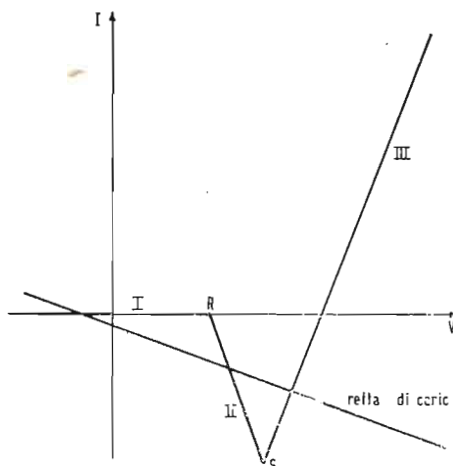



Fig. 13 - Andamento della caratteristica corrente d'ingresso in funzione della tensione d'ingresso, per un trigger di Schmitt tipo serie.

$R_1 + R_2$: la resistenza totale $R_1 + R_2$ deve essere grande rispetto ad $R_{C1}$. Infatti si presenta come un carico esterno derivato dal collettore di $T_1$ verso massa. Per la sua influenza sul circuito si veda il paragrafo relativo ad $R_{L1}$.

$R_{C1}$: varia i L.S.S. e L.S.I. aumentando, se assume valori alti, la zona critica di scarto. Maggiore è $R_{C1}$ maggiore sarà l'ampiezza del segnale d'uscita indipendentemente da quale collettore sia preso. $R_{C1}$ non può essere reso troppo piccolo, per grandi variazioni del valore di $R_E$ senza incorrere in una perdita della saturazione di $T_2$. Perciò $R_{C1}$ deve essere il più alto possibile ed inoltre fornire una tensione ad $R_1$ ed $R_2$ sufficiente per un buon pilotaggio della base.

$R_{C2}$: influenza solo il L.S.S. Maggiore è $R_{C2}$ e maggiore è l'ampiezza del segnale d'uscita, cioè la variazione di $T_2$ dallo stato « off » ad « on » e minore la tensione di saturazione di $T_2$. Per i più bassi valori di $R_{C2}$ vi è un ovvio aumento nella zona critica. Perciò $R_{C2}$ deve essere la più alta possibile compatibilmente con le esigenze del carico esterno e della risposta in frequenza.

$R_B$: la variazione di $R_B$ non ha alcun effetto sui livelli di soglia e quindi sulla banda di scarto nonchè sui punti di funzionamento in c.c. di $T_1$ e $T_2$. Il suo scopo è principalmente quello di aumentare l'impedenza d'ingresso del trigger.

$R_{L1}$: (resistenza di carico tra collettore di $T_1$ e massa). La sua diminuzione riduce il segnale in uscita dal collettore di $T_2$. Infatti, con riferimento alla fig. 9, se $R_{L1}$ diminuisce, sul collettore di $T_1$ si ha che in saturazione la tensione è sempre la stessa (perchè evidentemente dipende solo dalla polarizzazione e dalle caratteristiche del transistor) ma in interdizione la tensione è minore (nel senso che è più vicina al potenziale di massa), rispetto al caso che $R_{L1}$ fosse alta, in quanto la corrente assorbita da $R_{L1}$, dà una caduta di tensione su $R_C$, maggiore. Di conseguenza l'escursione della tensione di collettore è minore e così pure quella sulla base di $T_2$ e quindi quella del segnale d'uscita sul collettore di $T_2$. La variazione di $R_{L1}$ non influenza invece il livello in c.c. della tensione d'uscita quando $T_2$ è bloccato. Generalmente questa resistenza è rappresentata da $R_1$ più $R_2$ col secondo transistore.

$R_{L2}$: riducendo $R_{L2}$ che rappresenta la resistenza esterna tra collettore di $T_2$ e massa diminuisce l'ampiezza del segnale in uscita. Ovviamente se $R_{L2}$ è uguale a $R_{C2}$ la massima variazione della tensione d'uscita che si potrà ottenere sarà uguale alla metà della tensione d'alimentazione. Inoltre, al diminuire di $R_{L2}$ diminuisce la zona critica di scarto e viene limitata la regione di funzionamento in cui si può avere il comportamento bistabile, prima che il guadagno del circuito scenda sotto l'unità ed inizi il funzionamento da amplificatore lineare. L'effetto del carico si fa maggiormente sentire sul funzionamento del circuito se il circuito è caricato sul collettore di $T_2$ piuttosto che su quello di $T_1$. Per questi motivi è desiderabile portare l'uscita del trigger di Schmitt ad un inseguitore catodico che presenta un basso carico dovuto alla sua alta impedenza d'ingresso.

## 11. - FUNZIONAMENTO PER ALTE FREQUENZE

La limitazione principale alla velocità del circuito è la velocità permessa dalla rete di accoppiamento. Il condensatore dovrebbe essere il più grande possibile per più rapidi tempi di salita, ma la costante di tempo deve essere piccola rispetto alla frequenza di ripetizione. Per permettere un'alta resistenza come carico di $T_1$ e contemporaneamente la riduzione dei valori delle resistenze $R_1$ ed $R_2$ si può impiegare un inseguitore catodico $T_3$ come in fig. 10.

## 12. - CIRCUITO A TRANSISTORI COMPLEMENTARI

Il trigger di Schmitt può essere realizzato con due disposizioni circuitali differenti. La più comune, cioè quella di cui si è parlato finora, è detta « in parallelo » ed è la ripetizione di quella dei tubi elettronici; l'altra, che esamineremo tra breve, è detta « in serie ».

Un sistema particolare per studiare il funzionamento di un circuito ad impulsi generico, è quello di esaminare la curva della tensione d'ingresso in funzione della corrente d'ingresso. Senza addentrarci in particolari, che complicherebbero troppo la trattazione, riportiamo in fig. 11 quella relativa al trigger in parallelo, con una tabellina che riporta le condizioni dei transistori nelle varie fasi che formano una commutazione.

La versione « serie » usa transistori complementari [questa disposizione circuitale è nata solo con l'uso dei transistori in quanto ovviamente, richiedendo dei dispositivi « complementari » cioè funzionanti con polarità opposte, non poteva essere realizzata a valvola; inoltre fino a poco tempo fa tali coppie di transistori erano difficili da ottenersi in quanto si richiede una uguaglianza di funzionamento e, possibilmente, di prezzo]. Il circuito è riportato in fig. 12 ed in fig. 13 vi è la relativa caratteristica d'ingresso, il cui andamento è nettamente diverso da quello del circuito di tipo parallelo.

Vediamo ora il funzionamento del circuito. Per tensioni negative, o poco positive, d'ingresso, $T_2$ è interdetto, così $T_1$ è anche interdetto, come è pure indicato dalla regione I. (L'interdizione qui significa tensione emettitore-base insufficiente a far sì che il transistore presenti il normale guadagno di corrente). Quando la tensione d'ingresso è sufficientemente grande (oltre il punto $R$) per polarizzare direttamente $T_2$, circola una corrente di collettore ed una parte di essa entra nella base di $T_1$ e, amplificata, torna indietro ai terminali d'ingresso (regione II). Si noti che nella regione II, un aumento della tensione di ingresso (lungo l'asse $x$) provoca una corrente d'ingresso negativa, così questa regione presenta una resistenza negativa ed il circuito è rigenerativo.

Se la tensione d'ingresso comincia a salire, si raggiunge un punto in cui i transistori saturano simultaneamente (punto $S$). Per tensioni d'ingresso più grandi, la resistenza d'ingresso è piccola e positiva, regione III. La resistenza della regione I è essenzialmente la resistenza d'ingresso d'interdizione di $T_2$ in parallelo con la resistenza di collettore di $T_1$, ed è generalmente sui 100 kΩ o più. La tensione al punto $R$ è la tensione di ginocchio del transistore — circa 0,3 ÷ ÷ 0,4 V per il germanio e 0,6 V per il silicio. Nella regione II la corrente di collettore di $T_2$ vale approssimativamente $V_U/R_{E2}$; la resistenza di carico di collettore è costituita da $R_{E1}$ per il fattore di amplificazione di corrente ad emettitore comune di $T_1$ in parallelo con $R_{C2}$. Il primo termine è generalmente sufficientemente grande da poter essere trascurato.

Nel punto $S$ i transistori si stanno saturando, in modo che la tensione sui terminali d'ingresso più la tensione ai capi di $R_{C2}$ vale la tensione d'alimentazione $V_{CC}$. Le espressioni che risultano per la tensione e corrente d'ingresso nel punto

$S$ sono:

$$V_S = V_{CC} \frac{R_{E2}}{R_{E2} + R_{C2}},$$

$$I_S = -\frac{V_{CC} - V_B}{R_{E1}} =$$

$$= - V_{CC} \frac{R_{C2}}{R_{E1}(R_{E2} + R_{C2})}.$$

Per tensioni d'ingresso maggiori del punto $S$, la resistenza ai terminali d'ingresso è circa uguale a $R_{E2}$, $R_{C2}$ e $R_{E1}$ in parallelo.
Per il funzionamento in alta frequenza si inseriscono condensatori in parallelo alle due resistenze d'emettitore.

## 13. - CONFRONTO TRA I DUE TIPI

Ambedue i circuiti possono funzionare da trigger solo quando la retta di carico tracciata sulla caratteristica d'ingresso (e che rappresenta il valore della resistenza della sorgente del segnale) taglia la curva in più di un punto. Affinchè questo si verifichi occorre, come è illustrato nelle figure, che per la versione parallelo la resistenza della sorgente sia bassa (generatore di tensione); per il circuito serie la resistenza della sorgente sia alta (generatore di corrente). Conseguentemente si ha che la versione parallelo può confrontare ampiezze di tensione, e quella serie, ampiezze di corrente. Inoltre per impiegare il circuito come generatore di oscillazioni monostabili od astabili, il circuito oscillante d'ingresso deve essere RC per il parallelo ed RL per il circuito serie.
Un'altra differenza, molto importante, tra i due è l'energia richiesta all'alimentatore. Nel circuito parallelo un transistore è sempre saturato e quindi assorbe sempre energia. Nel circuito serie i transistori o conducono tutti due o sono ambedue bloccati. Questo permette quindi di risparmiare energia in circuiti che rimangono prevalentemente bloccati.

## 14. - BIBLIOGRAFIA

[1] J. Corsiglia: *An analysis of the D-C design considerations of a transistorized Schmitt trigger*, Semiconductor Products, novembre 1961, pagg. 29-32; dicembre 1961, pagg. 23-27.
[2] J. Galvin, A. Greiner: *Switching levels in transistor Schmitt circuits*, IRE Trans. on Instrumentation 1960, pagg. 309-313.
[3] Skilling: *New complementary transistors make series Schmitt circuits practical*, Electronics, vol. 35, n. 35, 31 agosto 1962, pag. 52-53. *A.*

---

### La SGS-Fairchild presenta nuovi transistori per amplificatori AGC per frequenze radio e intermedie

La SGS-Fairchild ha presentato tre nuovi transistori NPN planari al silicio per amplificatori a controllo automatico di guadagno (AGC), contrassegnati 2N3337, 2N3338 e 2N3339. Questi dispositivi presentano alto guadagno di potenza, basso rumore ed eccellenti caratteristiche AGC in diretta.
Sia il 2N3337 che il 2N3338 operano a 60 MHz, e sono progettati per il controllo di guadagno in amplificatori IF. Il 2N3338 ha un fattore di rumore garantito di 5.5 dB su una larghezza di banda di 10 MHz con una resistenza di sorgente di 200 Ω, $I_C$ di 4.0 mA, e $V_{CE}$ di 10 V. Il 2N3339 opera a 200 MHz ed è assai indicato per applicazioni in amplificatori RF.
Questi nuovi transistori sono disponibili presso le società del gruppo SGS-Fairchild e i loro rappresentanti in tutta Europa. Prezzi e termini di consegna verranno comunicati su richiesta. *(p.r.)*

### Alimentatore a stato solido 153-Rustrak

È essenzialmente un convertitore da c.a. in c.c. e consiste in un alimentatore a stato solido ricaricabile con corrente di rete.
Assicura l'alimentazione in continua anche quando l'alternata viene a mancare.
Le caratteristiche principali sono: alimentazione rete da 200 ÷ 270 V oppure da 100 ÷ 135 V, 50 Hz (utilizzabile anche a 400 Hz); adatto per esercizio continuo con o senza carico; corrente erogabile 500 mA/h con tènsione nominale di 6 V; variazioni di tensione in uscita inferiori all'1 % con un carico di 50 mA (con primario inserito); per brevi impulsi può sopportare un carico di 5 A e per un massimo di 10 minuti può fornire una corrente da 3 A; con rete di 50 Hz il disturbo massimo in uscita è di 1 mV: senza rete inserita il rumore di fondo scende al di sotto di 10 μV.
Il dispositivo ha un ingombro di 67 × 45 × 99 mm ed un peso di circa 700 gr.; è racchiuso in una custodia ermetica di alluminio e ne è previsto l'accoppiamento di più unità.
È utilissimo per alimentare strumenti portatili, amplificatori ultrasensibili, dispositivi di allarme o qualsiasi altro tipo di strumento che debba funzionare in c.c. anche in mancanza o assenza di batterie o alimentazione rete.
Ulteriori informazioni possono essere ottenute dalla Ditta Fas - Fabbrica Apparecchi Scientifici, Milano. *(fas.)*

## Olimpiadi e satelliti artificiali

Un effetto secondario delle Olimpiadi di Tokio 1964 è la vasta popolarità acquisita dal Syncom III satellite per bene, che onora la famiglia omonima. Infatti oggi anche nei più bassi strati di popolo si ragiona di esso, si sa che ci ha permesso di vedere in casa nostra gli appassionanti (per chi si appassiona) avvenimenti atletici, che da un lato ci ripiombano nell'antichità, mentre dall'altro sfruttano quanto di più moderno e tecnicamente progredito sia mai esistito; e a lui diciamo « Grazie Syncom! ».

Ma è caduco tutto ciò che è sulla Terra; anche la celebrità della schiatta dei Syncom è già minacciata. Spunta all'orizzonte l'« *Early Bird* », vulgo HS303, che dovrebbe inorbitarsi il 2 marzo 1965. L'*Uccello primitivo* farà da ponte fra l'America del Nord e l'Europa occidentale sfruttando circuiti elettronici. Trasmetterà programmi televisivi contemporanei agli avvenimenti, o consentirà fino a 240 canali telefonici bilaterali per conversazioni, o per trasmissione di informazioni. Un canale telefonico sarà adibito a portare 22 o più messaggi telegrafici simultanei. L'HS303 è un satellite commerciale più grosso e più evoluto dei Syncom dei quali ha potenza doppia. È provvisto di circa 6000 batterie solari invece delle 3850 distribuite sulla superficie cilindrica di un Syncom, e di due sistemi al perossido idrogeno per i motori a reazione. L'HS303 è un satellite ripetitore attivo provvisto di sovradimensionati trasmettitori e amplificatori a tubi ad onde viaggianti; dovrà ricevere e ritrasmettere segnali provenienti da stazioni a terra, da 6000MHz a 4000 MHz. Le frequenze centrali fissate della banda sono 6301,02 MHz dall'Europa e 6389,97 MHz dal Nord America; in alternativa le comunicazioni potranno essere fatte sulle frequenze 6.389,97 MHz dall'Europa e 6.404,79 MHz dal Nord America. I segnali verranno ricevuti contemporaneamente dall'Europa e dall'America, amplificati e ritrasmessi.

Ciascun ricevitore supereterodina ha una banda passante di 25 MHz e comprende un limitatore, cui fa seguito una miscelazione dell'uscita con un segnale di riferimento per ottenere un'uscita a basso livello alla frequenza portante di 4 MHz. Le frequenze centrali sono 4.160,75 (opp. 4.170 MHz) verso l'Europa e 4.081 MHz (opp. 4.100 MHz) verso l'America. Queste uscite vengono applicate ad un singolo circuito ibrido, le cui uscite vengono a loro volta applicate ai due trasmettitori con tubi a onde migranti.

Molto ci resta ancora da dire intorno al nuovo satellite, ma è argomento da trattarsi in altra sede.

Concludiamo ripensando alle prime edizioni delle Olimpiadi e confrontandole con quelle di Tokio. Dobbiamo riscontrare una maggior vastità di programmi in quelle antiche abbraccianti non solo gare atletiche, ma anche letterarie, ed un cerimoniale più fastoso di trionfo e incoronazione per il vincitore, per le prime; per le seconde si riscontra però qualcosa di nuovo, che si chiama: elaboratori elettronici, televisione, satellite artificiale ecc., per cui siamo sicuri che se gli antichi togati presenziassero alle attuali Olimpiadi, sbalordirebbero assai più di noi pensando alle loro Olimpiadi. È poi evidente l'eliminazione delle gare letterarie dagli odierni Giochi Olimpici; infatti accanto ad esse dovrebbero figurare gare scientifiche, tecniche, produttive e infinite altre consacrate ad altrettanti rami dello scibile acquisito dai piccoli uomini dei nostri tempi e che non ci sembrano impallidire di fronte ai grandi del passato. (*a.n.*)

## I tubi elettrometrici Raytheon-Elsi

Fig. 1

La misura di correnti dell'ordine di $10^{-12} \div 10^{-16}$ A richiede tecniche particolari dovute alle alte impedenze necessarie per avere una indicazione sufficientemente precisa. Queste tecniche particolari sono realizzate nei tubi elettrometrici, il cui funzionamento è basato essenzialmente sulla interazione di una particella carica con un campo elettrico.

Tanto migliore è il comportamento elettrostatico di un tubo elettronico a vuoto e più esso si avvicina al comportamento come tubo elettrometrico; difatti in queste condizioni il suo funzionamento dipende solamente dalla interazione di particelle con un campo elettrico. Il tubo elettrometrico ideale ha una impedenza d'ingresso infinita ed una corrente di griglia nulla; nella pratica il tubo elettrometrico ha corrente di griglia estremamente bassa.

I tubi elettrometrici RAYTHEON sono prodotti per correnti di griglia massima compresa fra $10^{-12}$ e $10^{-14}$ A. Esamineneremo di seguito le varie componenti che contribuiscono alla corrente di griglia totale e le tecniche per minimizzarle.

1. *Dispersione sul vetro e sugli isolatori.* È l'inconveniente più imprevedibile, in quanto non si sa con esattezza la condizione di pulizia, durante la produzione del tubo prima e nelle sue condizioni di lavoro poi. Il costruttore del tubo usa precauzioni ed accorgimenti durante la lavorazione per la pulizia e il degasaggio delle parti. La dispersione superficiale esterna è minimizzata pulendo e trattando il vetro con siliconi atti specialmente ad aumentare la resistenza elettrica superficiale in condizioni di alta umidità.

2. *Corrente ionica positiva.* Dato che è impossibile ottenere un vuoto perfetto esisteranno sempre nel tubo molecole di gas; la loro concentrazione è tenuta costante da un getter di bario. Poichè durante il funzionamento la tensione anodica fornisce energia agli elettroni emessi dal catodo, questi possono superare il po-

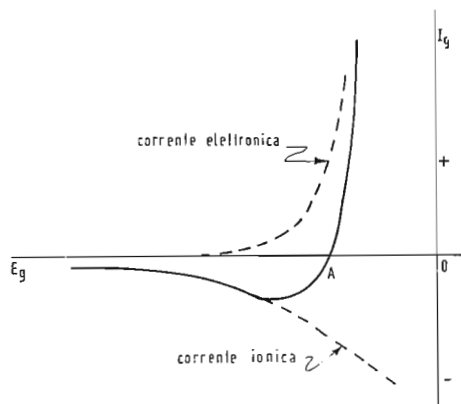
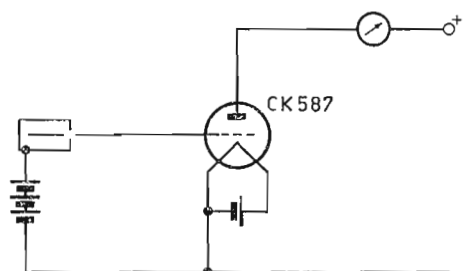



Fig. 2

tenziale di ionizzazione delle molecole di gas. Il risultato è la formazione di ioni positivi che saranno attratti dalla griglia negativa. Per diminuire questo effetto si fanno lavorare i tubi con tensioni dell'ordine di 10 V.

3. *Emissione di griglia per bombardamento fotonico.* Il filamento incandescente emette fotoni i quali potrebbero portare a ionizzazione. La tecnica di costruzione RAYTHEON dei filamenti è stata avanzata al punto da dare una bassissima brillanza.

4. *Corrente emessa dalla griglia per riscaldamento indiretto.* È trascurabile, in quanto la potenza dissipata del filamento è estremamente bassa.

5. *Emissione di ioni positivi da parte del filamento.* È molto piccola e trascurabile per la maggior parte delle applicazioni.

6. *Corrente inversa.* Polarizzando la griglia a — 2 V si evita che gli elettroni ad alta energia emessi dal catodo vengano catturati dalla griglia.

L'andamento delle correnti di griglia è rappresentato in fig. 1.

A sinistra del punto *A*, la corrente di griglia è dovuta principalmente agli ioni formati dal gas residuo, ioni emessi dal filamento, per emissione fotoelettrica e per leakage sul vetro e sugli isolanti. Alla destra del punto *A* la corrente di griglia risulta formata dagli elettroni che raccoglie e tanto più positivo diventa il potenziale di griglia tanto più grande sarà la quantità di elettroni catturati. Il punto *A* è conosciuto come punto d'incrocio e le due componenti, positiva e negativa, della corrente totale sono uguali; un amperometro inserito nel circuito di griglia non indicherebbe passaggio di corrente. Il punto *A* dovrebbe dunque essere il punto di funzionamento ideale per un tubo elettronico. Ciò non è del tutto esatto, in quanto è nostro interesse avere una impedenza dinamica d'ingresso del tubo elettrometrico quanto più alta possibile. Ora nel punto *A* il numero delle cariche che raggiungono e lasciano la griglia è molto più alto che nel punto in cui la caratteristica tende allo zero e, conseguentemente, l'impedenza nel punto *A* è più bassa e il livello medio di rumore in griglia più alto.

Il modo convenzionale d'impiego del tubo elettrometrico è quello di prelevare una caduta di tensione ai capi di una resistenza posta sul circuito di griglia di valore appropriato (da $10^2$ a $10^6$ MΩ). Ciò porta come condizioni:

1. che il tubo presenti una resistenza d'ingresso molto più grande della resistenza applicata;
2. che la resistenza sia scelta con tolleranze molto ristrette e soprattutto con ottima stabilità;
3. che per avere un campo di misura abbastanza ampio, si predispongano più resistenze commutabili.

Quanto sopra detto renderebbe l'apparecchiatura più costosa a causa della classe dei componenti, resistenze e commutatori di cui s'impone l'uso e soprattutto più complessa, soggetta ad errori e ad essere influenzata da fattori esterni.

Si preferisce pertanto l'uso del tubo elettrometrico con un particolare tipo di accoppiamento detto a griglia libera, come rappresentato in fig. 2.

Questo sistema sfrutta la relazione logaritmica tra la tensione e la corrente che normalmente si riscontra nel diodo catodo griglia. Ciò consente l'eliminazione di ogni componente passivo posto tra la sorgente del segnale e la griglia, comprendendo tutto il campo di misura in una unica e larga portata, con una maggiore linearità e precisione, rimanendo le caratteristiche di stabilità legate alla qualità del tubo stesso. *(r.c.)*

## Elementi standard per sistemi analogici-numerici

Nuovi elementi analogici transistorizzati standard, introdotti dalla Trainer and Simulator Division della ELLIOTT-AUTOMATION LTD., possono essere impiegati per costruire dei sistemi di calcolo analogici, numerici o dei sistemi simulatori, di qualsiasi configurazione desiderata. Essi consentono al progettista dei sistemi di costruire con un certo livello di accuratezza e di prestazioni, al costo minimo. Il controllo di sistemi di laboratorio, l'insegnamento della teoria dei controlli automatici, e la costruzione di simulatori di progetto o di addestramento, sono alcuni esempi. Gli elementi fondamentali, che sono disponibili separatamente se richiesto, sono: un quadro di asservimento elettronico comprendente un modulatore e un pre-amplificatore combinati, e un amplificatore di potenza per l'alimentazione dei servo-motori; una scatola di variazione di velocità di grande accuratezza con sette alberi in uscita che forniscono rapporti di trasmissione da 1 : 1 a 1 : 18750, per il funzionamento di componenti asserviti di dimensioni fra la grandezza 08 e la 15; un quadro demodulatore per la conversione dei segnali a 400 Hz; e amplificatori di calcolo di impiego generale in corrente alternata o continua. Tutti questi componenti, con le loro alimentazioni di potenza, possono essere contenuti in una rastrelliera a sistema modulare. Questi nuovi componenti analogici possono essere combinati per formare molti diversi sistemi asserviti, come un servomotore di posizione in corrente continua, oppure un servomotore di velocità in corrente continua o in corrente alternata a 400 Hz, oppure servomotori seguitori integratori o servomotori risolvitori. I dati di uscita possono essere sotto forma di rotazioni dell'albero oppure di segnali derivati da potenziometri, integratori, risolvitori, e codificatori comandati dall'albero. Munito di

quest'ultimo collegamento, il servo-meccanismo può funzionare come un trasformatore analogico-numerico o come servomeccanismo numerico. L'indicazione dell'angolo dell'albero può essere registrata sul pannello anteriore del sistema, con l'ausilio di giunti degli alberi della scatola del cambio. (*l.b.*)

**Aumentano ogni giorno le piu diverse applicazioni delle nuova tecnica dei laser o della luce « coerente »**

In meno di quattro anni il laser si è talmente imposto all'attenzione degli scienziati e dei tecnici da indurre il Consiglio Nazionale delle Ricerche a dedicare a questo nuovissimo ritrovato — il primo laser a gas ha funzionato negli Stati Uniti nel dicembre 1960, nei Laboratori della Bell Telephone — una propria « Impresa » di ricerca: ossia, a riunire un complesso di uomini, di mezzi e di organizzazioni intorno ad uno stesso tema generale di ricerca.
Com'è noto, con il nome di laser vengono indicati quei dispositivi che producono la luce « coerente » di una singola frequenza sotto forma di fascio sottilissimo di elevata intensità. Il fascio di luce del laser si differenzia quindi sostanzialmente da quello prodotto da una comune lampada elettrica, costituito da luce « non coerente ». La maggior parte dei laser viene attualmente limitata alla produzione di fasci di luce rossa.
In questi giorni, il Dott. M. Bertolotti, della Fondazione « Ugo Bordoni », che collabora all'Impresa laser del Consiglio Nazionale delle Ricerche, ha avuto occasione di ragguagliare i partecipanti al Congresso internazionale per l'elettronica sui recenti progressi nelle applicazioni del laser.
Il Dott. Bertolotti ha esaminato le caratteristiche fisiche delle sorgenti di luce coerente ed ha messo in evidenza quali sono le proprietà più utili per le varie applicazioni: la coerenza del fascio, la elevatissima temperatura di colore, la monocromaticità e la direzionalità del fascio, la possibilità in alcuni casi di modulare direttamente l'uscita luminosa.
Sono stati poi passati in rassegna i vari campi di applicazione dei laser, che finora sono i seguenti:

1) *In medicina.* Fasci laser sono già usati per saldare la retina e nella chirurgia del cervello. La distruzione selettiva delle cellule (per esempio nella cura del cancro) sembra una interessante possibilità.
2) *In astronomia.* Si possono misurare piccolissimi spostamenti Doppler in spettroscopia e separazioni Zeeman sulla luce di stelle lontane troppo debole per essere risolta dalle tecniche spettroscopiche ordinarie.
3) *In chimica.* Può essere possibile la rottura o la creazione selettiva di legami individuali in sintesi organica. L'analisi spettrografica non distruttiva è già possibile coi laser. Si può controllare la diffusione nei semiconduttori nella fabbricazione dei dispositivi.
4) *In ingegneria.* Il laser può fornire un meccanismo per raggiungere una reazione termonucleare controllata con un plasma caldo. Usando fibre ottiche può essere possibile un calcolatore « neurone ». Si possono eseguire microsaldature con grande precisione ed eseguire fori di dimensioni piccolissime. Si possono notevolmente abbreviare i tempi morti nei calcolatori usando segnali luminosi per la trasmissione dell'informazione.
5) *In fisica.* Le esperienze sulla velocità della luce e la relatività possono essere raffinate a causa della stretta larghezza di linea ora possibile. Gli strumenti sismografici possono essere resi più sensibili. Possono realizzarsi campioni di frequenza e di lunghezza con precisioni mai prima d'ora raggiunte. Si possono studiare le proprietà dei plasmi.
6) *In fotografia.* I laser offrono un potente mezzo di illuminazione per la fotografia ultrarapida.
7) *Attività belliche.* Il laser potrebbe permettere la realizzazione del famoso « raggio della morte ».
8) *Nelle telecomunicazioni.* Ovviamente le possibilità di applicazione sono molteplici: trasmissione di segnali, di energia e segretezza dell'informazione, sono alcune possibili applicazioni dei laser.

A queste applicazioni si rivolge naturalmente il maggiore interesse di quanti si occupano dei problemi della trasmissione dell'informazione.
Fin dal primo apparire dei laser si è riconosciuto quale potente mezzo per la trasmissione essi possano essere. Purtroppo esistono anche delle forti limitazioni, quali:

1°) Attenuazione nell'atmosfera per cui le maggiori e migliori applicazioni si possono avere o per comunicazioni fuori dell'atmosfera o per comunicazioni a brevi distanze o per comunicazioni dirette verso lo zenith.
2°) Le tecniche oggi disponibili permettono modulazioni fino a circa 20 ÷ 30 kMHz. Questo equivale ad una profondità di modulazione in frequenza dell'ordine di qualche parte su diecimila.

Tuttavia la enorme larghezza di banda che si rende così disponibile non può essere interamente utilizzata a causa dell'impossibilità della tecnica attuale di costruire circuiti multiplex capaci di mettere insieme il gran numero di canali che potreb-

bero essere convogliati su un unico fascio di radiazione. A parte i gravissimi problemi di armoniche spurie e di distorsione, stipare un gran numero di canali su un sol fascio (si pensi che su un fascio laser si potrebbero convogliare $5.10^{10}$ canali radio AM) rappresenta un costo proibitivo rispetto a quello che può essere ottenuto impiegando più di una portante e non è giustificato dalle attuali esigenze.
3°) Forti limitazioni si hanno anche per quello che riguarda la ricezione di segnali deboli. Il rumore associato alla radiazione emessa da un laser è notevole. Anche i ricevitori (fotomoltiplicatori) a causa della scarsa efficienza quantica hanno temperature di rumore estremamente elevate.
Per queste ragioni l'applicazione dei laser alla trasmissione dell'informazione non è stata così vasta ed immediata come ci si potrebbe aspettare da un primo superficiale esame del problema.
Alcune applicazioni sono però già di considerevole importanza, oltre naturalmente quelle già sopra elencate in altri rami della scienza (medicina, fisica, ecc.); esse sono: 1) comunicazioni militari a breve distanza con garanzia di grande direzionalità e quindi segretezza; 2) applicazioni ai radar ed ai problemi del ranging e del tracking; 3) trasmissione dell'informazione nei calcolatori. (*s.s.s.*)

### Energia d'alimentazione per supermagneti

Con le mani ricoperte da grossi guantoni protettivi, l'inventore della pompa di flusso elettrico, Dr. Buchhold, sta estraendo il dispositivo con l'annessa bobina magnetica superconduttrice da un bagno refrigerante di elio liquido. La nuova invenzione, messa a punto nei laboratori della General Electric Company (USA), serve a trasformare piccole quantità di corrente alternata nelle rilevanti scorte di corrente continua richieste per il funzionamento di magneti con campi di 100.000 gauss e oltre. Operando alle temperature criogeniche necessarie a mantenere inalterata la superconduttività delle spire magnetiche, non dà luogo alle «perdite termiche» che caratterizzano i comuni conduttori d'alimentazione e che hanno sinora impedito la fabbricazione di magneti ad alta intensità di campo del tipo in questione. Sebbene non più grosso di un pugno, il dispositivo dovrebbe arrivare a quanto si prevede ad una produzione massima di parecchie migliaia di ampere, eguagliando quindi le prestazioni fornite da un generatore d'energia avente le stesse dimensioni di una scrivania da ufficio. (*p.r.* 1539)

### Nuovi oscilloscopi Philips

Philips annuncia due nuovi oscilloscopi che, per l'alta precisione e pratica utilizzazione, sono specialmente raccomandabili per misure di laboratorio e in catene di produzione nelle industrie elettroniche.
I due oscilloscopi, equipaggiati con tubo RC 10 cm a schermo piatto (tensione post-accelerazione 2,8 kV), differiscono nelle caratteristiche dell'amplificatore verticale.
Il tipo PM3206 è utilizzabile per misure nella gamma di frequenza 0-300 kHz con 10 mV di sensibilità (gamma di frequenza 0-100 kHz con 2 mV di sensibilità).
Il tipo PM3201 copre la gamma di frequenza 0-5 MHz con 50 mV di sensibilità (gamma di frequenza 0-1 MHz con 10 mV di sensibilità).
Entrambi gli amplificatori verticali e le basi dei tempi hanno una precisione del 3%. Sono provvisti di trigger con eccezionale stabilità di frequenza sino a 1 MHz, livello di trigger regolabile ed espansione della base dei tempi massimo 5 volte con precisione del 3%. (*n.ph.*)

## Antenna direzionale di plastica

Un'antenna sperimentale di plastica è stata realizzata negli Stati Uniti per eventuali applicazioni nel campo delle comunicazioni speciali.
A parità di grandezza, l'antenna, costruita con polisterene cellulare, è molto più leggera, precisa e robusta di quelle metalliche convenzionali e non risente affatto degli sbalzi di temperatura. Spesso i raggi solari deformano la struttura e diminuiscono l'efficienza delle antenne di metallo.
Pur essendo stata ideata principalmente per le comunicazioni con i veicoli spaziali, si prevede che la nuova antenna sarà sufficientemente precisa per l'eventuale impiego nei radiotelescopi.
Una serie di prove in tal senso viene attualmente condotta dalla SYLVANIA ELECTRIC PRODUCTS COMPANY, che ha ideato il nuovo tipo di antenna, attraverso la sua sezione per le regioni occidentali degli Stati Uniti a Mountain View.
La fabbricazione dell'antenna ha inizio con il collaggio di diversi pannelli di polisterene cellulare, lo stesso materiale di cui si fa largamente uso come isolamento nei frigoriferi e nei condizionatori d'aria. Una fresatrice di tipo speciale, comandata da un elaboratore elettronico, viene poi adoperata per tagliare esattamente la plastica in base alla forma complessa richiesta di lente biconvessa. Questa conformazione serve tra l'altro, a ridurre la resistenza del vento.
Per rendere radioriflettente la superficie dell'antenna si ricorre ad un'applicazione di carta d'alluminio, che viene a sua volta coperta con una mano di plastica, una pellicola di fibra di vetro e vernice bianca. Quest'ultima serve a sottrarre la delicata struttura ai rigori estremi del caldo e del freddo.
Il modello sperimentale misura metri 5,4 di diametro. Tuttavia i progettisti affermano che si può realizzare un'antenna di 18 metri e del peso di 3 tonnellate, invece delle 15 di una normale antenna di metallo.
Per la sua relativa leggerezza, l'antenna può essere smontata ed impiantata in una località diversa abbastanza facilmente. *(u. s.)*

## Recenti progressi dell'elettronica molecolare negli S. U.

Proseguono negli Stati Uniti le ricerche miranti a ridurre ulteriormente il formato e il peso degli strumenti elettronici, nell'ambito di un nuovo campo che gli scienziati preferiscono identificare con la denominazione di « elettronica molecolare », ma che i tecnici tendono a definire « microminiaturizzazione », con una parola piuttosto macchinosa che riesce tuttavia, a dare l'idea della piccolezza delle parti realizzate ultimamente.
L'avvio alla miniaturizzazione delle apparecchiature elettroniche fu dato dall'invenzione del transistor. Si trattava di un dispositivo piccolo, leggero e relativamente semplice che poteva svolgere il lavoro di valvole molto ingombranti in proporzione. Si giunse così alla realizzazione di prodotti sul genere delle radioline a transistor non più grandi e pesanti di un pacchetto di sigarette.
Paragonata alle possibilità pratiche schiuse dai nuovissimi processi di miniaturizzazione, anche la più piccola radio a transistor farà la figura di un gigante.
Tutti i dispositivi microminiaturizzati si basano sul « microcircuito » o « circuito integrato », troppo piccolo perchè si riesca a vederlo ad occhio nudo. Tuttavia, ne basta uno per rimpiazzare un'intera serie di transistor, diodi, capacitori, resistori ed altri dispositivi, effettuando funzioni elettroniche complete come l'amplificazione o l'interruzione dei segnali elettrici con un consumo di energia inferiore a quello dei montaggi convenzionali e con minori probabilità di guasti.
Sebbene contengano sino a 50 componenti, alcuni circuiti integrati non sono più grandi di una capocchia di fiammifero. Su una fetta di silicio, denominata « wafer », non più grande di una monetina e spessa solo due decimi di millimetro, possono essere montati sino a 150 circuiti del genere.
Utilizzando questi wafer, la WESTINGHOUSE ELECTRIC CORP. di Baltimora ha costruito recentemente la più piccola telecamera del mondo. L'apparecchio è destinato ai veicoli spaziali mandati in ricognizione sulla Luna, al controllo visivo dell'interno dei satelliti artificiali in orbita e ad altri impieghi nel campo dell'esplorazione spaziale.
La telecamera pesa appena 750 grammi, ha un volume di soli 820 centimetri cubi ed assorbe solo quattro W. Gli apparecchi attualmente impiegati per la stessa operazione sono dieci volte più pesanti, da due a quattro volte più grandi ed assorbono sette volte più elettricità.
Quasi altrettanto sensazionale è il nuovo modello di apparecchio radioricevente per la navigazione aerea messo a punto dalla SPERRY GYROSCOPE a Great Neck (New York) per consentire al pilota di calcolare la posizione del suo aereo, mediante la misurazione delle pause di silenzio tra un segnale radioselettivo ed il successivo di una trasmittente a terra. Il sistema, il cui peso ed ingombro equivalgono ad un quinto dei precedenti modelli, pesa 8 chili e mezzo e richiede solo un volume di 14 decimetri cubi per la sistemazione nell'abitacolo di un aereo.
Nella fabbricazione di questi circuiti integrati, i wafer vengono trattati chimicamente in maniera che vi possano essere stampati circuiti con sottilissime pellicole di metallo. In alcuni degli ultimi processi sperimentali, gli scienziati americani

sono ricorsi a camere pneumatiche ad altissimo vuoto per depositare sui wafer strati di metallo di appena 10 atomi di spessore. Per raggiungere con queste pellicole lo spessore delle pagine di un quotidiano ne occorrerebbero 250 mila una sull'altra.

Gli scienziati prevedono che i circuiti integrati porteranno in un secondo tempo ad un'intera nuova gamma di piccoli e versatili dispositivi. Uno scienziato ha detto addirittura:

« I transistor hanno portato la radio nel taschino della camicia. I circuiti microminiaturizzati la infileranno nei bottoni delle camicie ». (*u.s.*)

### Nuova gomma ai siliconi ad alta resistenza, vulcanizzante a temperatura ambiente

Un liquido a base di siliconi che vulcanizzandosi si trasforma in una gomma compatta e chiara di resistenza notevolmente più elevata di quella delle comuni gomme ai siliconi che vulcanizzano a temperatura ambiente, è oggi disponibile in commercio e si può farne richiesta alla Divisione Esportazioni I.G.E. della General Electric Company (USA).

Il nuovo materiale, designato con la sigla RTV-615, è destinato a venire impiegato per la fabbricazione di involucri, capsule e rivestimenti protettivi o per il fissaggio di componenti e gruppi di componenti elettronici.

In forma vulcanizzata, ha una resistenza alla trazione variabile dai 56 ai 70 kg/cm² e un allungamento del 150%, mentre per le gomme comuni dello stesso tipo, tali valori sono rispettivamente di 45 kg/cm² e 110%.

Lo RTV-615 sembra particolarmente adatto per l'incapsulamento di parti varie nel corso del normale processo produttivo di queste ultime, poichè vulcanizza senza adesività in 15 minuti a 150 °C, in un'ora a 100 °C, in quattro ore a 65 °C, oppure in ventiquattro ore alla temperatura ambiente.

La nuova gomma ai siliconi protegge i pezzi ai quali viene applicata contro gli urti termici, le vibrazioni, l'umidità, l'ozono, l'effetto corona, la polvere e le sostanze chimiche dai — 65 °C ai 200 °C; la sua caratteristica trasparenza facilita poi il riconoscimento dei pezzi medesimi, a fini di controllo e manutenzione.

(*p.r.* 1574)

### Laser a gas di basso costo per istruzione, ricerca e comunicazioni

Un laser a gas di basso costo, che è stato sviluppato inizialmente per scopi didattici e per ricerca, ma che può essere anche utile per nuovi sistemi di comunicazione, è ottenibile dalla Elliott-Automation Ltd. Si tratta di un laser all'elio-neon, fabbricato dalla High Voltage Tube Division della Compagnia, e che produce uno stretto fascio di luce intensa, piana, polarizzata e coerente, avente una lunghezza d'onda di 0,6328 μ (v. figura). L'uscita è concentrata entro una linea di spettro di larghezza molto inferiore a 1 MHz (i raggi del sole sono diffusi su una banda avente una larghezza totale di $10^9$ MHz). Il suo tubo di scarica ad alta tensione, in silice fusa, sviluppato dal Services Electronics Research Laboratory, è lungo circa 70 cm, con un diametro di 7 mm, ed è sigillato da finestrelle disposte secondo l'angolo di Brewster per ridurre al minimo le riflessioni non richieste. Specchi con un raggio di curvatura di 1 metro, montati su sostegni di precisione, sono apparecchiature standard ma, su ordinazione speciale, possono essere forniti specchi piani o con altre curvature. I tubi e gli specchi sono montati su un convenzionale banco ottico da 1 metro e il gruppo completo è in una cassa stagna alla polvere. La protezione per le connessioni RF dei tubi è fornita da una guaina trasparente interna, di modo che il laser è pronto per il funzionamento appena si toglie il coperchio superiore. Le specifiche comprendono: piccola divergenza, potenze in uscita di circa 10 mW a 1,1523 μ o di 2 mW a 0,6328 μ, facilità di allineamento, spaziatura variabile, rapida modificazione per funzionamento all'infrarosso, eccitazione da oscillatore da 100 W a 25 MHz, specchi formati e finiti con tolleranze fini, e una lente di proiezione di buona qualità. Altri accessori sono ottenibili su ordinazione speciale. (*l.b.*)

### Riaperte le Sezioni dell'Istituto radiotecnico A. Beltrami

Giovedì 15 Ottobre, si riaprirono le tre Sezioni dell'Istituto radiotecnico di Milano. La Sezione professionale biennale, serale, accelerata, crea tecnici per la televisione, la radio, la telefonia, l'elettrotecnica, l'automazione e l'elettronica nucleare.

La Sezione periti quinquennale, tanto diurna quanto serale, crea periti industriali nucleari, elettronici e per le telecomunicazioni.

La Sezione superiore triennale, serale, crea progettisti per la televisione, le telecomunicazioni elettroniche, nonchè per la nucleonica e l'automazione.

dott. ing. Roberto Caliri

# Progetto di un trasmettitore VHF allo stato solido*

*I trasmettitori interamente allo stato solido sono oggetto di attenzione da non molti anni, ma la maggior parte di essi è progettata tuttora per basse potenze. L'apparato qui descritto eroga una potenza di 15 W a 150 MHz. Delle interessanti innovazioni sono incluse nel progetto. L'avvento di componenti allo stato solido, che possono manipolare con buona efficienza elevate potenze a radio frequenza, ha portato al loro impiego nei sistemi trasmittenti. I transistori e i diodi varactor, in particolare, possono ora provvedere alla amplificazione necessaria nei trasmettitori fino a qualche centinaio di MHz. A causa delle piccole dimensioni dei componenti allo stato solido essi sono particolarmente adatti per l'uso nei sistemi trasmittenti compatti, sia per equipaggiamenti aerei che veicolari. I sistemi trasmittenti allo stato solido possono essere progettati in modo tale da ottenere un buon compromesso tra la prestazione totale del circuito e il fattore economico.*

*Questo articolo descrive l'applicazione dei transistori planari al silicio e dei diodi varactor in un trasmettitore a modulazione di frequenza a sette stadi capace di erogare 15 W di potenza di uscita a 150 MHz. (I tipi TA-1938, V-500 e V-501 utilizzati qui, sono tipi sperimentali ottenibili sotto forma di campionatura).*

*L'apparato in questione è compatto, di peso relativamente modesto e usabile principalmente come trasmettitore per comunicazioni tra veicoli.*

## 1. - DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

La fig. 1 mostra uno schema a blocchi del sistema trasmittente.

Il pilotaggio iniziale è fornito da un oscillatore modulabile in frequenza, isolato dal resto del circuito da un amplificatore separatore in classe « A ». A causa delle richieste di stabilità in frequenza, quest'ultima e il livello di potenza del segnale in questo stadio iniziale sono molto al di sotto di quelli richiesti per l'uscita del trasmettitore. Come si vede in fig. 1, tre stadi duplicatori di frequenza e due stadi amplificatori di potenza vengono usati per ottenere i 150 MHz finali e i 15 W di uscita dal trasmettitore.

## 2. - STADIO OSCILLATORE

Il primo stadio del trasmettitore utilizza un transistore planare al silicio TA-1938 in un circuito oscillatore, mostrato in fig. 2, controllato con un cristallo e modulabile in frequenza. Esso oscilla a 18,75 MHz. Vari accorgimenti in questo circuito assicurano che l'oscillatore sia sufficientemente stabile da rispondere alle richieste di stabilità in frequenza riportate dai regolamenti F.C.C.

Il circuito oscillatore è del tipo « Clapp » impiegante tre grandi condensatori $C_1$, $C_2$, $C_3$ in modo da ridurre l'effetto del cambiamento delle capacità di ingresso e di uscita del transistore. Il condensatore $C_3$, del tipo NPO, è anche utilizzato per compensare le variazioni dovute alla temperatura.

Per assicurare una ulteriore stabilità in frequenza il cristallo e il diodo varactor $D_1$ sono posti entro un termostato. Il circuito dell'oscillatore è continuamente mantenuto in funzione in modo da ridurre la possibilità di slittamenti iniziali di frequenza quando il transistore viene alimentato. Questa caratteristica del circuito dell'oscillatore è controllata per mezzo di un circuito « OR » che è costituito dai diodi $D_3$ e $D_4$. Durante il periodo di attesa la tensione di alimentazione principale di 40 V è esclusa e la tensione di alimentazione del collettore dell'oscillatore è ottenuta dai 12 V attraverso il diodo $D_3$ del circuito «OR». Quando si deve trasmettere si inserisce

(*) Rielaborato da una memoria dell'Electronic Components and Devices-Radio Corporation of America, pubblicata su *Electronic Industries*, agosto 1964, pag. 96.

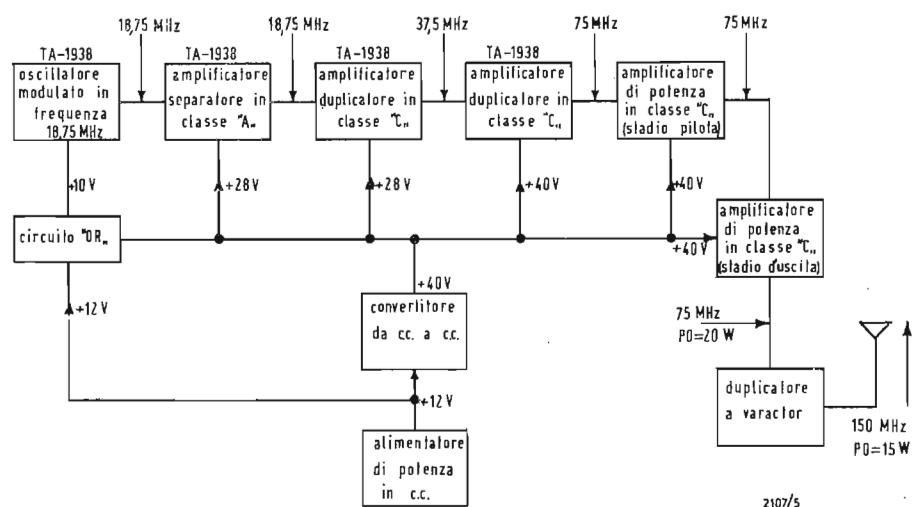



Fig. 1 - Questo trasmettitore VHF è completamente allo stato solido con una potenza di uscita di 15 W.

la tensione di alimentazione principale e si fornisce la tensione al collettore dell'oscillatore attraverso il diodo $D_4$. Poichè la tensione di alimentazione principale è maggiore della tensione di attesa, il diodo $D_3$ durante la trasmissione è escluso.

Due altri fattori contribuiscono alla stabilità dell'oscillatore:

1) l'oscillatore funziona a livelli di potenza in corrente continua molto bassi (10 mW), il che ulteriormente riduce la possibilità di slittamenti in frequenza quando si fornisce potenza all'oscillatore stesso;

2) la tensione di alimentazione del collettore dell'oscillatore è regolata dal diodo Zener $D_2$ da 10 V.

La modulazione di frequenza dell'oscillatore è ottenuta utilizzando un diodo varactor, del tipo V-500, polarizzato inversamente e posto in serie al cristallo.

Una tensione a frequenza audio è applicata al diodo varactor e la capacità del diodo stesso è resa variabile in accordo con questa tensione. Il cristallo lavora sulla sua frequenza di risonanza serie, perciò il suo circuito equivalente elettrico si può rappresentare con una induttanza in serie ad una capacità. La rete serie formata dal cristallo e dal diodo varactor polarizzato inversamente, costituisce la linea di reazione ed è l'elemento che stabilisce la frequenza fondamentale dell'oscillatore.

La tensione a frequenza audio applicata al diodo varactor varia perciò la totale capacità serie della linea di reazione dell'oscillatore. Ne risulta che la frequenza dell'oscillatore aumenta e diminuisce in accordo con il segnale audio applicato e questa variazione è sufficientemente grande da provvedere, dopo la moltiplicazione, alla necessaria deviazione alla frequenza finale di 150 MHz.

## 3. - STADIO SEPARATORE

Poichè caricare eccessivamente l'oscillatore può compromettere la sua stabilità, si impiega uno stadio separatore per isolarlo dal successivo stadio duplicatore di frequenza.

L'amplificatore impiega un transistore al silicio montato nella connessione a emettitore comune e operante in classe « A ». Questo stadio è stato progettato per isolare e non si è posta particolare attenzione nel rendere massimo il suo guadagno di potenza. Il trasformatore di uscita è stato progettato per provvedere al miglior accoppiamento possibile del segnale a 18,75 MHz con la base dello stadio seguente. La tensione di collettore di questo stadio è mantenuta fissa al valore di 28 V dal diodo Zener $D_5$.

## 4. - STADI MOLTIPLICATORI DI FREQUENZA

I requisiti di stabilità dello stadio oscillatore richiedono una bassa frequenza di lavoro, nel nostro caso 18,75 MHz. È necessaria quindi una moltiplicazione di frequenza per ottenere i desiderati 150 MHz in antenna. La moltiplicazione si ottiene utilizzando un componente non lineare allo stato solido, come può essere un diodo varactor o un transistore che lavori in classe « C ». La scelta tra il diodo varactor e il transistore viene fatta considerando il livello e il guadagno di potenza, l'efficienza e il costo. Il moltiplicatore ottenuto con il transistore vanta un maggior guadagno rispetto a quello ottenuto con il diodo varactor e poichè il livello di potenza proveniente dagli stadi iniziali è relativamente basso, esso è considerato il più conveniente per i due duplicatori di frequenza.

Una elevata amplificazione del basso livello di uscita degli stadi iniziali è ne-

cessaria per pilotare gli stadi amplificatori di potenza.
Il transistore duplicatore di frequenza deve quindi provvedere sia alla moltiplicazione di frequenza che alla amplificazione di potenza.
La potenza di uscita dei primi stadi è inviata al primo dei due duplicatori mostrati in fig. 3. Questo stadio utilizza un transistore planare al silicio che funziona come un amplificatore in classe « C ». Il circuito di carico del collettore è sintonizzato sui 37,5 MHz. L'uscita del primo duplicatore è inviata al secondo, il cui circuito di carico è sintonizzato sui 75 MHz. L'uscita del secondo duplicatore è accoppiata al primo stadio amplificatore di potenza attraverso un filtro passa-alto. Questo filtro attenua la fondamentale a 18,75 MHz e la seconda armonica a 37,5 MHz e permette il passaggio del segnale utile a 75 MHz. Il secondo duplicatore eroga una potenza di uscita di 750 mW a 75 MHz all'ingresso degli amplificatori di potenza.
L'efficienza degli stadi duplicatori, come in ogni amplificatore in classe « C », dipende dall'angolo di conduzione dei singoli stadi. A causa del basso livello di potenza in gioco si deve ricorrere a un compromesso tra questi fattori per ottenere un sufficiente guadagno di potenza dagli stadi moltiplicatori di frequenza. La totale potenza in corrente continua richiesta dai duplicatori non è molta, se paragonata a quella necessaria per gli stadi amplificatori di potenza.

## 5. - STADI AMPLIFICATORI DI POTENZA

In generale è meglio ottenere la richiesta potenza di uscita alla frequenza di antenna da un amplificatore di potenza.
Il fattore che determina se l'amplificatore di potenza deve lavorare alla frequenza finale o ad una frequenza alquanto inferiore è il rendimento in potenza richiesto per il circuito complessivo.
A una frequenza molto alta, come possono essere i 150 MHz, la resistenza dinamica di uscita del transistore è piuttosto bassa e tende a caricare notevolmente il circuito di collettore. Ne consegue che l'ammontare della potenza a radio frequenza utilizzabile sul carico è ridotta e il rendimento che ne deriva può essere notevolmente basso. Se il transistore funziona a frequenze inferiori, la resistenza dinamica di uscita del

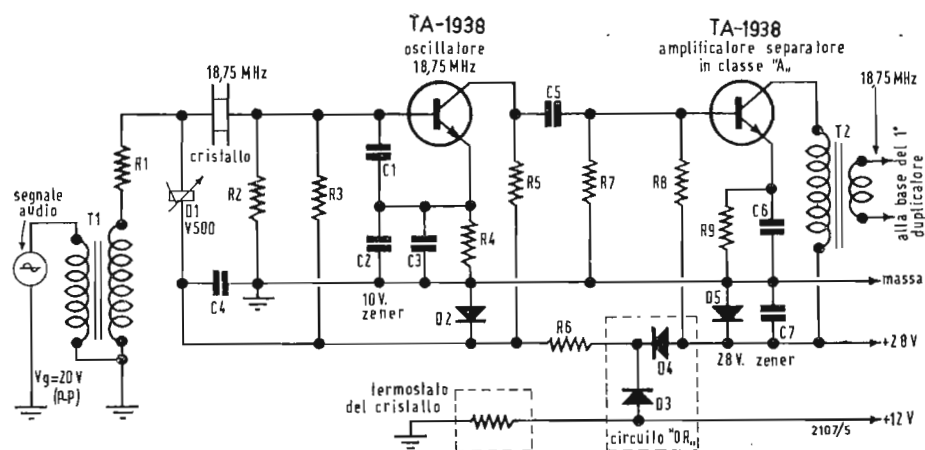



Fig. 2 - L'oscillatore controllato a cristallo e modulabile in frequenza e l'amplificatore separatore sono gli stadi iniziali del trasmettitore.

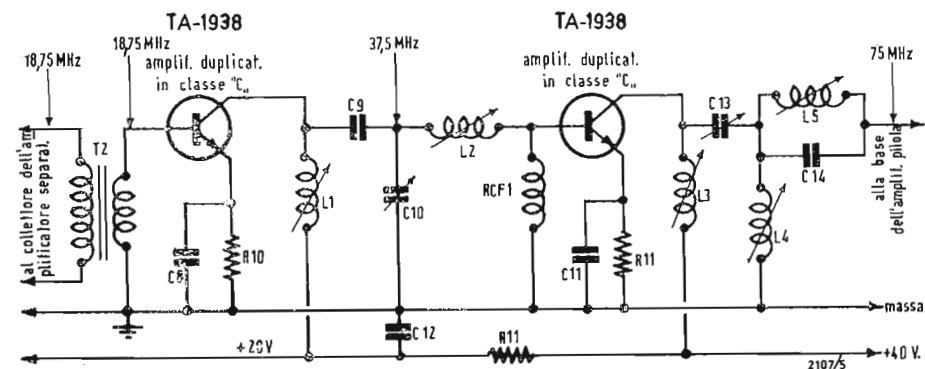



Fig. 3 - Amplificatore duplicatore in classe « C » del trasmettitore VHF.

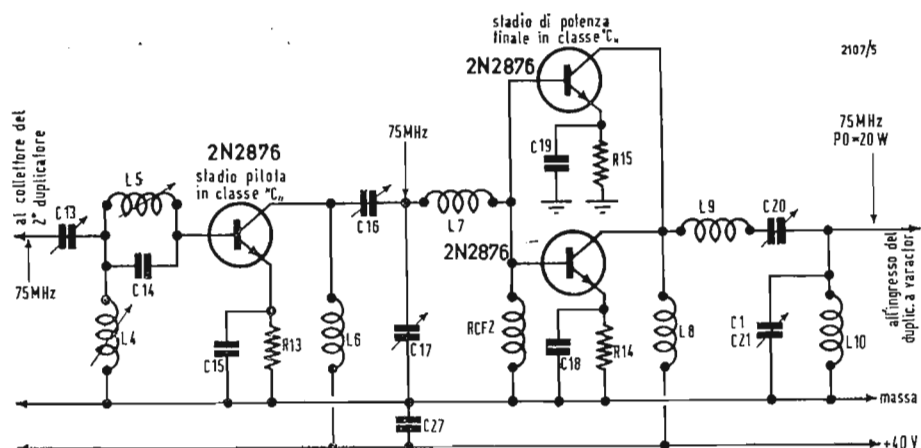



Fig. 1 - L'amplificatore di potenza in classe « C », a due stadi, lavora a 75 MHz ed è caricato da duplicatore a varactor.

transistore stesso è più elevata e carica di meno il circuito di uscita.
Poichè l'assorbimento in corrente continua è inversamente proporzionale al totale rendimento in potenza del trasmettitore, la frequenza di lavoro degli amplificatori di potenza deve essere sufficientemente bassa da permettere di ottenere degli alti rendimenti. Per questo motivo gli amplificatori di potenza sono stati progettati per lavorare a 75 MHz invece che alla frequenza finale di 150 MHz, ottenendo in tal modo dei buoni rendimenti.
La scelta del transistore da utilizzare come amplificatore di potenza VHF dipende dalla sua capacità di sopportare elevate correnti di picco alle frequenze più elevate. I transistori al silicio utilizzati negli amplificatori di potenza del trasmettitore sono progettati per lavorare con alte correnti di picco e sono in grado di fornire un buon guadagno di potenza fino a 150 MHz.
L'amplificatore di potenza a due stadi, mostrato in fig. 4, impiega tre transistori 2N-2876, uno nel primo stadio e gli altri due in parallelo nel secondo. Gli amplificatori di potenza, ambedue funzionanti in classe « C » nella connessione a emettitore comune, sono sintonizzati sui 75 MHz e a questa frequenza erogano una potenza di 20 W all'ingresso del duplicatore di frequenza impiegante un diodo varactor.
Il primo stadio, lo stadio pilota, fornisce 4,5 W alle basi della coppia di transistori in parallelo del secondo stadio. La rete di accoppiamento tra i due amplificatori di potenza è costituita da un circuito risonante parallelo per il collettore dello stadio pilota e da un circuito risonante serie per le basi della coppia di transistori in parallelo dello stadio finale.
Questi due ultimi transistori presentano un sufficiente guadagno di potenza tanto da fornire i desiderati 20 W all'ingresso del circuito duplicatore di frequenza a diodo varactor. I due transistori vengono scelti come coppia selezionata in base alla loro potenza di uscita e al loro guadagno di potenza a 75 MHz, in modo da assicurare una equa distribuzione del carico. Il circuito di carico per l'amplificatore finale è calcolato in modo da attenuare le subarmoniche e le armoniche superiori della corrente di collettore.
La totale potenza in corrente continua

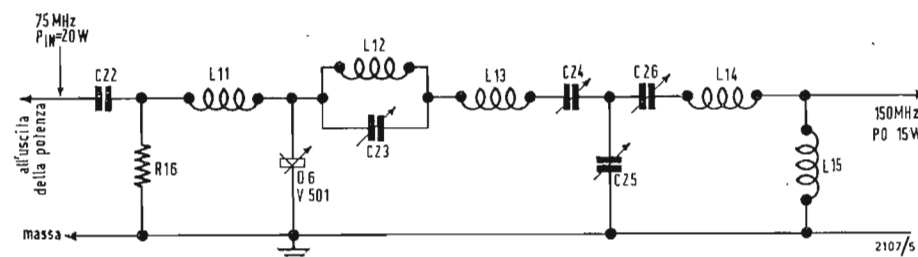



Fig. 5 - Il circuito duplicatore di frequenza a diodo varactor autopolarizzato ha una potenza di uscita, a 150 MHz, di 15 W.

richiesta per gli stadi amplificatori finali è stata misurata ed è risultata essere pari a 36 W. Il rendimento totale di questi stadi è perciò leggermente superiore al 55%.

### 6. - DUPLICATORE DI FREQUENZA A DIODO VARACTOR

L'uso dei diodi varactor per ottenere la moltiplicazione di frequenza è diventata ormai una tecnica largamente impiegata nel campo di frequenza VHF e UHF. Il vantaggio principale è che si possono ottenere delle elevate efficienze di conversione unite alla possibilità di manipolare grandi potenze.

La fig. 5 mostra lo schema del circuito del duplicatore di frequenza a diodo varactor e si nota come il varactor, del tipo V-501, venga accoppiato ai due circuiti risonanti. Il circuito di ingresso, che è costituito dall'induttore $L_{11}$ e dal condensatore $C_{22}$, risuona con il diodo varactor alla frequenza di ingresso. Il valore di $L_{11}$ è tale che l'induttore presenta una elevata impedenza per le armoniche superiori della corrente e solamente la componente fondamentale di quest'ultima può scorrere nella maglia di ingresso.

La non linearità della caratteristica carica-tensione nel diodo varactor genera una componente di tensione alla frequenza della seconda armonica, quando il diodo è eccitato da una corrente di pilotaggio alla frequenza fondamentale. Come risultato la corrente di seconda armonica scorre nel circuito di uscita e fornisce potenza utile al carico.

Un circuito risonante parallelo, che è costituito dall'induttore $L_{12}$ e dal condensatore $C_{23}$, è posto nella maglia di uscita e funge da trappola per i 75 MHz sopprimendo così la componente fondamentale nel circuito di uscita. Quest'ultimo consiste in un filtro passa-banda a due sezioni. La prima sezione, che include la trappola, l'induttore $L_{13}$, i condensatori $C_{24}$ e $C_{25}$, provvede all'adattamento di impedenza e alla reiezione delle armoniche superiori. La seconda sezione del filtro è formata dagli induttori $L_{14}$ e $L_{15}$ e dal condensatore $C_{26}$ e provvede ad una ulteriore reiezione della componente a frequenza fondamentale.

La polarizzazione automatica per il varactor è ottenuta con il resistore $R_{16}$. La connessione al radiatore di calore è realizzata attraverso il catodo del diodo.

Il circuito duplicatore a diodo varactor, riportato in fig. 5, eroga 15 W di potenza di uscita a 150 MHz. Il rendimento di conversione è stato misurato e, a questa frequenza, è pari al 75%. Le attenuazioni della frequenza fondamentale (75 MHz) e della terza armonica, misurate all'uscita, sono superiori a 50 dB. *A.*

---

### La Metropolitana Milanese ha la televisione a circuito chiuso

La prima linea della Metropolitana Milanese, che è stata inaugurata il 1° Novembre — importante opera di pubblica utilità e risultato di sette anni di lavoro — non solo si è avvalsa dell'esperienza fin qui acquisita nelle ferrovie metropolitane di altri paesi, adottando le soluzioni tecniche più aggiornate, ma è addirittura all'avanguardia con impianti, apparecchiature e servizi del tutto nuovi e appositamente studiati.

Tra gli impianti meritano particolare rilievo quelli di televisione a circuito chiuso, forniti dalla Magneti Marelli, che da oltre 40 anni opera nel settore elettronico ed ha acquisito una specifica competenza nei molteplici campi di applicazione della televisione.

La televisione consente al Capo Sala di ciascuna stazione di regolare l'afflusso del pubblico alle banchine e commisurarlo alla capacità dei convogli, e al Dirigente di ogni stazione di osservare dal proprio ufficio il movimento. Inoltre il Dirigente Centrale, situato nella stazione di San Babila, si collega con le 24 stazioni di linea, in modo da controllare il traffico complessivo.

Sono in totale 96 telecamere e 76 monitori che, permettendo la visione continua del movimento, costituiscono un grande ausilio per la snellezza e la regolarità del servizio e rappresentano un prezioso coefficiente di sicurezza. *(m.m.)*

### La TV nelle stazioni ferroviarie

Nel prossimo autunno, su tutti i marciapiedi della stazione di Eindhoven (Olanda), verrà installato un impianto di televisione a circuito chiuso Philips per segnalare gli orari dei treni. In passato erano già stati fatti alcuni esperimenti e considerato che i risultati sono stati ampiamente soddisfacenti è stato deciso di installare un impianto completo.

La prova era stata fatta con l'impiego di normali apparecchi riceventi Philips. Per l'apparecchiatura definitiva i monitori saranno montati in custodie appositamente studiate, dotate di vetri-antiriverbero.

Lo schema delle tabelle su cui sono indicati gli orari ferroviari sarà modificato dietro suggerimento dell'Istituto delle Ricerche di Percezione, filiazione della Philips di Eindhoven (T. 318).

dott. ing. Paolo Quercia

# Amplificatori a diodo tunnel con ampia dinamica d'ingresso*

*È fondamentale per la ricezione di deboli segnali, poter disporre di amplificatori aventi bassa cifra di rumore. È importante altresì, da un punto di vista operativo, che tali amplificatori associno alla proprietà su accennata la capacità di amplificare, senza apprezzabili alterazioni in uscita (distorsioni), segnali che all'ingresso dell'amplificatore possono variare di livello in una zona notevolmenta ampia.*
*La bassa cifra di rumore permette di amplificare segnali molto deboli senza perdita di informazione contenuta dovuta al peggioramento del rapporto S/N apportato dall'amplificatore avente un rumore interno eccessivo. La capacità di sopportare segnali ampi in ingresso senza causare, dopo amplificazione, una alterazione del segnale permette di estendere l'uso di tali amplificatori senza l'intervento da parte di un operatore, specialmente nel caso in cui si vuol ottenere una elaborazione automatica dell'informazione contenuta nel segnale.*

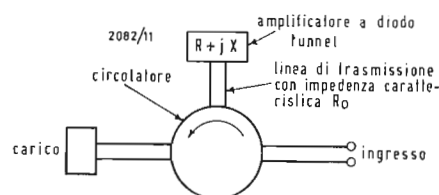



Fig. 1 - Amplificatore a diodo tunnel con circolatore.

## 1. - GENERALITÀ

Viene descritto un amplificatore a diodo tunnel avente una cifra di rumore di 3-5 dB ed una dinamica di ingresso di oltre 90 dB riferita ad una larghezza di banda (di rumore) di 1 MHz, tollerando una compressione nel segnale di 3 dB. Gli amplificatori normali usano diodi tunnel al germanio o gallio antimonide, presentanti una corrente di picco di 5 mA. La cifra di rumore è di 3 ÷ 5 dB, l'amplificazione di 15 dB ed una dinamica di 70 dB.
La potenza di uscita è di alcuni microwatt.
I diodi tunnel al gallio arsenide hanno una corrente di picco di oltre 20 mA, sopportano una dinamica di segnale di oltre 90 dB. La cifra di rumore è però più elevata: 6 dB.
Costruendo un amplificatore a due stadi, il primo con un diodo a basso rumore al Ge o GaSb seguito da uno stadio al GaAs, si può ottenere un amplificatore avente una cifra di rumore globale di 3 ÷ 5 dB con notevole potenza d'uscita e sopportante un'ampia dinamica di ingresso.

## 2. - COMPORTAMENTO DEGLI AMPLIFICATORI A DIODO TUNNEL IN PRESENZA DI SEGNALI AMPI

Il guadagno di potenza di un amplificatore a diodo tunnel con circolatore, figura 1, è dato dalla relazione

$$G = \frac{(R_o + R)^2 + X^2}{(R_o - R)^2 + X^2} \qquad (1)$$

$R_o$ = impedenza caratteristica della linea di trasmissione fra circolatore ed amplificatore a diodo tunnel;
$Z = - R + JX$ impedenza dell'amplificatore a diodo tunnel.
Si suppone che il circolatore sia ideale ed adattato alle linee di trasmissione connesse alle sue porte.
Alla risonanza, compensandosi le parti reattive, si ottiene l'equazione del guadagno

$$G = \frac{(R_o + R_R)^2}{(R_o - R_R)^2} = \frac{\left(1 + \dfrac{R_R}{R_o}\right)^2}{\left(1 - \dfrac{R_R}{R_o}\right)^2} \qquad (2)$$

essendo:
$R_R$ = valore assunto da $Z$ alla risonanza.
In fig. 2 è riportato l'andamento della curva rappresentante tale equazione.
Il circuito equivalente in c.a. di un amplificatore a diodo tunnel è riportato in fig. 3.
In parallelo al diodo tunnel è posto il circuito $G_c + JB_c$ simulante l'amplificatore stesso.
Il diodo tunnel è rappresentato dal suo circuito equivalente.
$L_d$ = induttanza del contenitore e terminali,
$r_d$ = resistenza ohmica del diodo tunnel
$R_d$ = resistenza, generalmente negativa, del diodo tunnel, legata quantita-

(*) Steinhoff, R., Sterzer, F.: Microwave tunnel-diode amplifiers with large dynamic range, *RCA Review*, marzo 1964, n. 1, pag. 54.

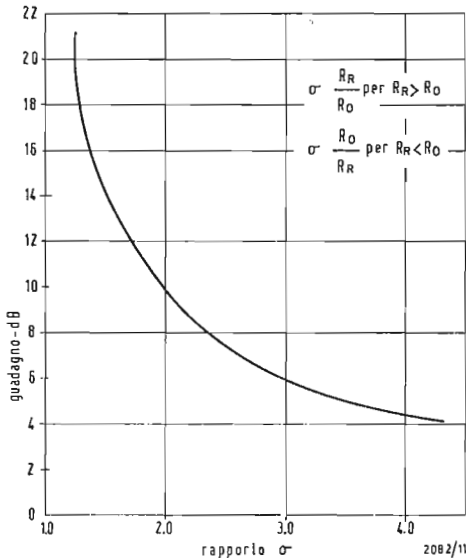



Fig. 2 - Guadagno alla risonanza in funzione del rapporto delle resistenze.

Fig. 3 - Circuito equivalente di un amplificatore a diodo tunnel.

tivamente alla polarizzazione, esprimente le qualità amplificanti del diodo. In parallelo ad $R_d$ è posta la capacità $C_d$, variabile con la tensione. Tali variazioni, tuttavia, sono piccole e vengono generalmente trascurate.
La resistenza negativa $R_d$ del diodo tunnel è data da:

$$R_d = \frac{dV_d}{dI_d},$$

$V_d$ = tensione sulla giunzione del diodo
$I_d$ = corrente attraversante la $R_d$ medesima.

Quando i segnali a RF sono molto piccoli rispetto alla polarizzazione la resistenza negativa, sotto segnale, coincide praticamente con $R_d$. Si ha:

$$(R_d)_s = \frac{dV_d}{dI_d} \qquad (3)$$

Quando i segnali a RF diventano ampi si definisce un altro valore della resistenza negativa.
$(R_d)_e$ = resistenza negativa effettiva, rapporto fra la componente fondamentale della tensione a RF sulla giunzione e la corrente.
Poichè il valore di $R_d$ non è lineare, si ottengono per segnali ampi all'ingresso, armoniche del segnale stesso e l'uscita dell'amplificatore non è generalmente sinusoidale.
Nella discussione teorica successiva verranno tuttavia considerate il guadagno e l'impedenza dell'amplificatore tenendo conto solamente della componente fondamentale della potenza, della tensione e della corrente.
La potenza di uscita dell'amplificatore a diodo tunnel risulta:

$$P_{uscita} = P_{in} + P_d - P_s - P_c, \qquad (4)$$

$P_{in}$ = potenza di ingresso dell'amplificatore,
$P_d$ = potenza generata nella resistenza negativa del diodo tunnel.
$P_s$ = potenza dissipata sulla resistenza serie $r_d$ del diodo,
$P_c$ = potenza dissipata nell'amplificatore stesso.
Calcoliamo i vari termini della (4):

$$P_d = \frac{V_o^2}{2\,(R_d)_e}, \qquad (5)$$

$V_o$ = tensione di picco RF sulla giunzione del diodo.

$$P_s = \frac{V_o^2}{2\,(R_d)_e^2}\, r_d\, [1 + \omega^2 C_d^2 (R_d)_e^2], \qquad (6)$$

essendo:
$R_{min}$ = valore minimo di $(R_d)_s$ ed $f_c$ frequenza di taglio resistiva del diodo

$$f_c = \frac{\sqrt{\dfrac{R_{min}}{R_d} - 1}}{2\pi\, R_{min}\, C_d} \qquad (8)$$

Ed ancora

$$P_c = \left[\frac{2\,Z}{Z + R_o}\right]^2 P_{in}\, R_o\, G_c \qquad (9)$$

Sostituendo le (5), (7), (9) nella (4) si ottiene:

$$P_{uscita} = \frac{V_o^2 \left\{1 - \dfrac{1}{(R_d)_e}\left[r_d + (R_{min} - r_d)\left(\dfrac{f}{f_c}\,\dfrac{(R_d)_e}{R_{min}}\right)^2\right]\right\}}{2\,(R_d)_e \left[1 + \dfrac{1}{G} + \left(\dfrac{2\,Z}{Z + R_o}\right)^2 \dfrac{R_o\, G_c}{G}\right]}. \qquad (10)$$

Per applicare la (10) occorre conoscere l'andamento di $(R_d)_e$ in funzione di $V_o$ essendo, come già detto, $V_o$ il valore di picco del segnale RF di ingresso.
La caratteristica I-V per un diodo tunnel Ga As può essere approssimata con ottima precisione mediante la serie di dieci termini

$$I_d = \sum_{n=0}^{10} a_n\, V_d^n. \qquad (11)$$

In fig. 4 è rappresentata la curva I-V calcolata mediante la (11) e misurata, normalizzando rispetto alla corrente di picco $I_p$, confermando la bontà della posizione analitica espressa dalla (11).
Supponendo il segnale RF di ingresso duramente sinusoidale, trascurando le armoniche presenti nella tensione $V_d$ sulla giunzione che sono generalmente molto piccole, si può scrivere:

$$V_d = V_B + V_o \cos \omega t \qquad (12)$$

$$I_d = \sum_{n=0}^{10} a_n\,(V_B + V_o \cos \omega t)^n \qquad (13)$$

$$= I_o + I_1 \cos \omega t + I_2 \cos 2\,\omega t$$

e quindi

$$(R_d)_e = \frac{V_o}{I_1}. \qquad (14)$$

In fig. 5 è tracciata la curva dei valori calcolati $(R_d)_e/R_{min}$ in funzione di $V_o$, per un diodo Ga As, avente la caratteristica I-V simile a quella di fig. 4. Sono riportati anche i punti ottenuti sperimentalmente dalla curva misurata di guadagno-saturazione di un amplificatore a microonde.
La corrispondenza fra la curva calcolata e quella misurata è buona.
Bisogna osservare che molti amplificatori con diodo tunnel sono, in pratica, polarizzati nel punto di resistenza negativa minima, che rende maggiormente significativa la scelta della scala di fig. 5.
Per un diodo Ga As (fig. 4)
$R_{min} = 0{,}22/I_p$.

$$\frac{V_o^2}{2\,(R_d)_e^2}\left[r_d + (R_{min} - r_d)\left(\frac{f}{f_c}\,\frac{(R_d)_e}{R_{min}}\right)^2\right] \qquad (7)$$

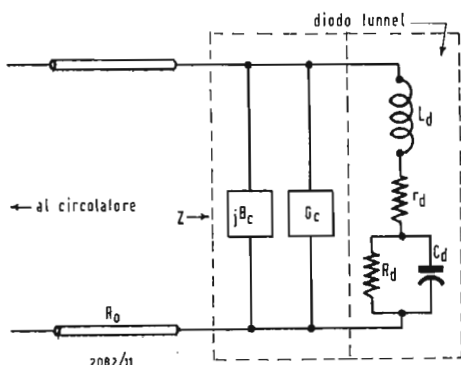
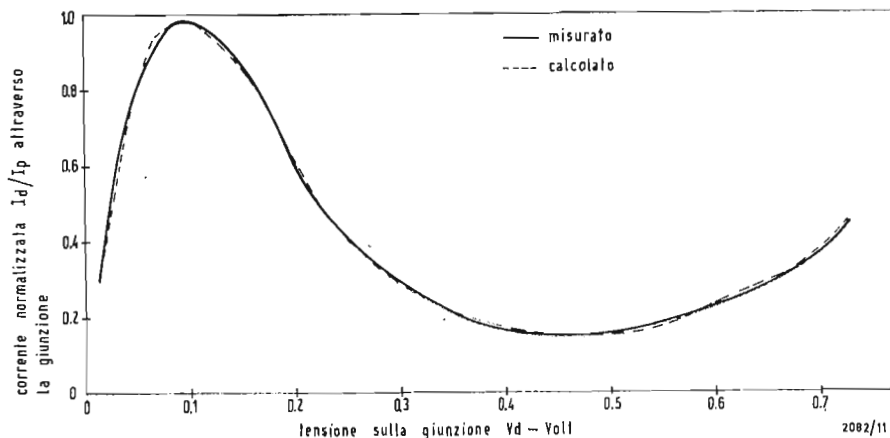



Fig. 4 - Caratteristica normalizzata I-V per un diodo tunnel GaAs.

Fig. 5 - Resistenza effettiva normalizzata della giunzione in funzione della tensione RF, per un diodo tunnel avente la caratteristica di fig. 4.

In fig. 6 GaAs sono riportate le curve tipiche I-V per diodi tunnel al Ge e GaSb.

Per il Ge $\qquad R_{min} \approx \frac{0,120}{I_p}$ (15)

Per il GaSb $\qquad R_{min} \approx \frac{0,060}{I_p}$

La curva di fig. 7 esprime l'andamento $(R_d)_e/R_{min}$ in funzione della tensione $V_o$ di radio frequenza sulla giunzione.

Tali curve sono state calcolate in base alla curva ottenuta sperimentalmente, di fig. 5.

## 3. - PROGETTO DI UN AMPLIFICATORE A DIODO TUNNEL DI POTENZA

### 3.1. - Proprietà degli amplificatori al GaAs, Ge e GaSb.

La condizione generale di stabilità per un diodo tunnel è:

$$L_d < 3\,(R_d)_s^2\,C_d \qquad (16)$$

Praticamente è molto difficile tenere stabile un amplificatore se

$(L_d)_{max} > R_{min}^2\,C_d$

e quindi il valore massimo che può assumere $L_d$ è:

$$(L_d)_{max} = R_{min}^2\,C_d. \qquad (17)$$

Il prodotto larghezza di banda guadagno (se $G \gg 1$) per un amplificatore a diodo tunnel ad accordo singolo e circolatore è dato da:

$$G_v\,B = \frac{1}{\pi\,R_{min}\,C_d}, \qquad (18)$$

conservando ai simboli il significato di fig. 3.

Sostituendo tale valore nella (17) si ottiene:

$$(I_p)_{max} \simeq \frac{a}{\pi\,G_v\,B\,L_d} \qquad (19)$$

essendo

$a = I_p\,R_{min}$.

Fig. 6 - Caratteristiche normalizzate di un diodo tunnel GaSb e Ge.

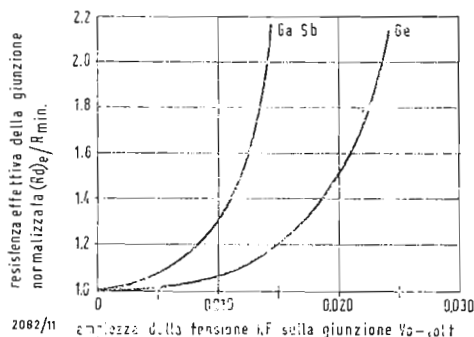



Fig. 7 - Resistenza effettiva normalizzata della giunzione in funzione della tensione RF, per diodi tunnel GaSb e Ge.

I valori di $a$ per il GaAs, Ge e GaSb stanno fra loro

$(a)_{GaAs}$: $(a)_{Ge}$: $(a)_{GaSb}$ = 1 : 0,5 : 0,25.(20)

Le equazioni (19) e (20) mostrano che a parità di prodotto guadagno-larghezza di banda ed induttanza, il valore massimo usabile della corrente di picco è considerevolmente maggiore per il GaAs che per il Ge ed il GaSb.

La potenza massima generata dalla resistenza negativa del diodo è direttamente proporzionale al valor massimo del picco della corrente ed il picco della tensione sulla giunzione del diodo.

$(P_d)_{max} = (I_p)_{max} (V_o)_{max}$,

dove $(V_o)$ è determinato dalla massima diminuzione di guadagno tollerabile per ampi segnali. Questo porta alla determinazione del valore massimo del rapporto $(R_d)_e/R_{min}$.

Considerando le fig. 5 e 7, ad esempio per $[(R_d)_e/R_{min}]_{max} = 1{,}5$ si ottiene:

$$\left.\begin{array}{l} (V_o)_{max}\ \mathrm{GaAs} = 0{,}1495 \\ (V_o)_{max}\ \mathrm{Ge} \quad = 0{,}0206 \\ (V_o)_{max}\ \mathrm{GaSb} = 0{,}0115 \end{array}\right\} \qquad (22)$$

dalle (20), (21) e (22) si ha:

$$(P_d)_{max\,GaAs} : (P_d)_{max\,Ge} : (P_d)_{max\,GaSb} = 1 : 0{,}069 : 0{,}021 . \qquad (23)$$

Risulta chiaramente che la potenza di uscita che si può ottenere con un diodo tunnel GaAs può essere molte volte superiore alla potenza di uscita di amplificatori usanti diodi Ge oppure GaSb.

## 4. - IL CONTENITORE DEL DIODO

Gli amplificatori a diodo tunnel di potenza usano diodi aventi un'alta corrente di picco.

Considerando la relazione (19) $(I_p)_{max}$ risulta proporzionale a $\frac{1}{L_d}$, quindi occorre mantenere $L_d$ minima.

I diodi tunnel con contenitore convenzionale presentano una $L_d$ variabile mediamente fra 100 e 600 pH.

Fig. 8 - Contenitore di un diodo tunnel a bassa induttanza.

Esistono diodi tunnel sperimentali con montaggio in stripline, che ha permesso di ridurre l'induttanza a 50 picohenry e permettono l'inserzione del diodo in circuiti stripline senza introdurre discontinuità.

Tali diodi sono stati usati nell'amplificatore successivamente descritto.

## 5. - L'AMPLIFICATORE

L'amplificatore descritto, funzionante in banda $L$, usa un diodo tunnel GaAs avente una corrente di picco di 20 mA ed un prodotto guadagno-larghezza di banda di 3 GHz.

($R^2_{min}\, C_d = 800$ pH).

Il montaggio del diodo è stato effettuato in una strip-line rientrante [3]. In fig. 9 è riportata la curva del guadagno e della potenza di uscita dell'amplificatore con un diodo tunnel GaAs in funzione della potenza di ingresso. La dinamica, ricordando la definizione data, risulta di oltre 90 dB. Tale dinamica è più di due volte quella che può avere un amplificatore montante un diodo tunnel al Ge avente una corrente di picco di 1 mA ed uguale guadagno.

Per ottenere in generale potenze di uscita maggiori si può ricorrere a connessioni in parallelo anche di più diodi nello stesso circuito, usando diodi tunnel ad alta corrente montati in contenitori a bassa induttanza.

Si può anche ricorrere a connessioni in cascata.

### 5.1. - Amplificatore montante stadi in cascata.

Negli amplificatori a diodi tunnel montanti diodi simili risulta generalmente che minore è il guadagno e maggiore è il livello di potenza a cui incomincia a saturare il diodo.

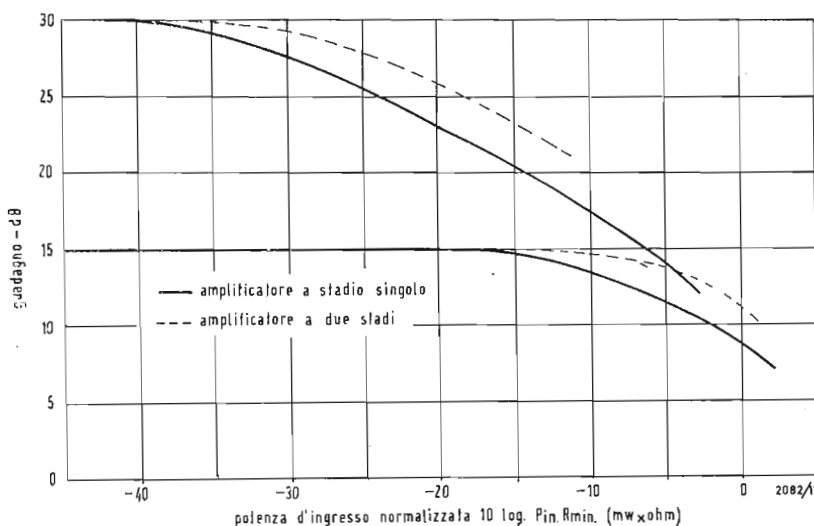



Fig. 10 - Caratteristiche di guadagno saturazione di un amplificatore ad uno e doppio stadio con diodo tunnel GaAs. Ogni stadio nell'amplificatore in cascata ha il medesimo guadagno.

Fig. 11 - Caratteristiche guadagno-saturazione di un singolo stadio con diodo tunnel Ge e GaAs e di un amplificatore a due stadi in cascata Ge-GaAs. Ogni stadio nell'amplificatore in cascata ha il medesimo guadagno.

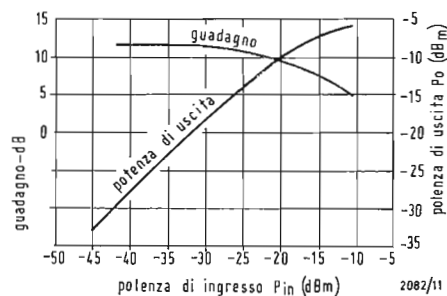
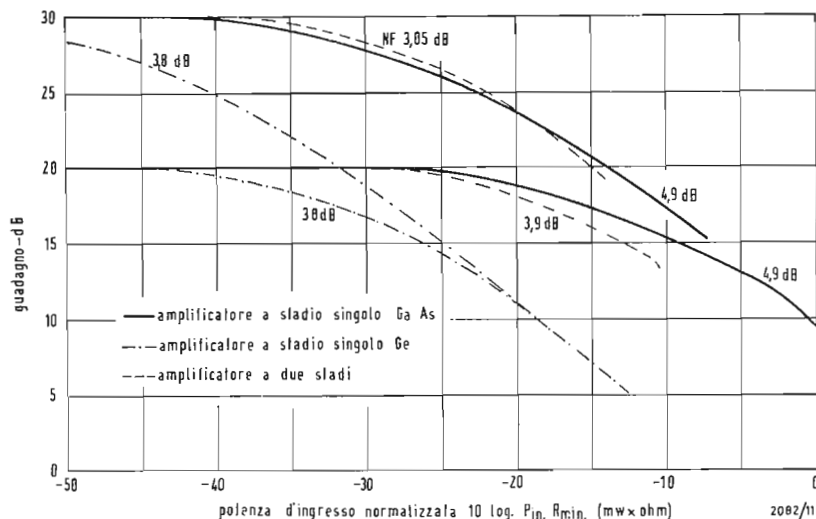



Fig. 9 - Guadagno e potenza di uscita in funzione della potenza di ingresso per un amplificatore con diodo tunnel GaAs di 22 mA.

Infatti una variazione di $(R_d)_e$ in funzione del livello del segnale di ingresso (figg. 5 e 7) pesa più fortemente se il guadagno dell'amplificatore è alto [equazione (1)] e fig. 2.

Se due amplificatori simili sono montati in cascata si raggiunge la saturazione ad un livello di potenza superiore rispetto a quello di un singolo stadio a parità di guadagno fra i due.

In fig. 10 sono poste a confronto le curve guadagno-saturazione di un singolo stadio e di due stadi montati in cascata, a parità di guadagno nei due casi.

Si vede che l'amplificatore con due stadi in cascata presenta un livello di saturazione ed una dinamica notevolmente maggiore rispetto ad un singolo stadio.

La cifra di rumore minima di amplificatori a diodo tunnel è variabile in funzione del materiale costituente il diodo.

| Diodo | Minima cifra di rumore dB |
|---|---|
| GaAs | 4,9 |
| Ge | 3,8 |
| GaSb | 2,8 |

Il diodo GaAs, avente maggiore potenza, possiede anche la più alta cifra di rumore.

Si può combinare un amplificatore avente come primo stadio un diodo al Ge od al GaSb e come secondo stadio un diodo GaAs di maggior potenza.

In fig. 11 è riportata la caratteristica di saturazione.

Si è assunto che il diodo Ge ed il diodo GaAs abbiano la medesima resistenza negativa minima (cioè la corrente di picco del diodo GaAs e doppia della corrente di picco del diodo Ge). Tale posizione è stata fatta (infatti la potenza di ingresso riportata in fig. 11 è normalizzata rispetto a $R_{min}$) per potere effettuare il confronto fra i vari amplificatori.

In fig. 11 sono riportate le caratteristiche di saturazione e cifre di rumore di amplificatori ad uno stadio GaAs, ad uno stadio Ge ed uno a due stadi in cascata Ge-GaAs.

La cifra di rumore di un amplificatore a due stadi Ge-GaAs è appena superiore a quello di un amplificatore a stadio singolo Ge. Le caratteristiche di saturazione sono per un amplificatore in cascata notevolmente migliori.

Ad esempio la dinamica è 15 dB superiore a quella di un amplificatore a stadio singolo al Ge.

Ambedue gli amplificatori hanno un guadagno totale di 20 dB .

Un amplificatore, avente 30 dB di amplificazione, con due stadi in cascata ha un livello di saturazione leggermente superiore a quello di un amplificatore a singolo stadio GaAs.

La cifra di rumore per quest'ultimo risulta alquanto superiore. Si ha, rispetto ai livelli di saturazione, per amplificatori a 20 dB di guadagno un comportamento opposto cioè l'amplificatore con stadi in cascata ha un livello di saturazione leggermente inferiore a quello di uno stadio singolo a GaAs, rimanendo per quest'ultimo un peggioramento significativo della cifra di rumore.

Concludendo, gli amplificatori con due stadi in cascata, il primo Ge ed il secondo GaAs, associano le proprietà di notevole livello di saturazione caratteristiche dei diodi tunnel GaAs, e la bassa cifra di rumore dei diodi al germanio.

## 6. - BIBLIOGRAFIA

[1] *Il diodo tunnel amplificatore a basso rumore ed elemento di commutazione*, l'antenna N. 5, 6, 7 Maggio, Giugno, Luglio 1962.

[2] L. I. Smillen e D. C. Youla, *Stability Criteria for tunnel diodes*, PIRE, Vol. 49, p. 1206, July 1961.

[3] F. Sterzer e D. E. Nelson, *Tunnel Diode Microwave Oscillators*, PIRE, Vol. 49, p. 744, April 1961.

*A.*

dott. ing. Antonio Turrini

# Stabilizzatori di tensione continua transistorizzati*

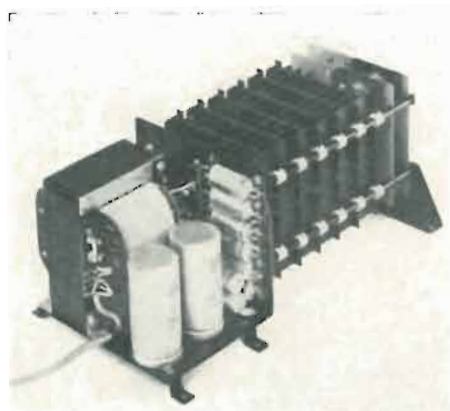



Fig. 1 - Gli stabilizzatori di tensione continua EB1 ed EB2 vengono costruiti come unità incorporabili negli apparecchi.

Fig. 2 - Corrente massima ricavabile in funzione della tensione di uscita per le unità incorporabili di tensione continua EB1 ed EB2.

Gli stabilizzatori di tensione continua, dei quali sono provvisti amplificatori ed organi di regolazione a transistori, a motivo delle loro utili proprietà elettriche si sono rapidamente diffusi anche come unità incorporate negli apparecchi. Con tensioni di uscita fino a 100 V, essi possono, attualmente, essere caricati con 40 A al massimo.

## 1. - CARATTERISTICHE

La tensione di uscita è con essi indipendente dalle variazioni della tensione di rete e del carico. La velocità di regolazione è molto alta. Un passaggio da vuoto a pieno carico viene regolato completamente in circa 0,1 msec. La frequenza di rete può variare da 40 a 60 Hz senza disturbare la regolazione. La forma della curva della tensione di rete pure non ha influenza sulle proprietà di regolazione.

L'ondulazione residua presente all'uscita è dell'ordine di qualche mV o meno. La tensione di uscita è generalmente regolabile entro un vasto campo; la resistenza interna dell'apparecchio non varia in esso sensibilmente.

Entro i loro limiti di carico, gli stabilizzatori hanno anche sostituito gli accumulatori quando la capacità di questi non era grande. Nella progettazione di nuovi apparecchi da parte degli Istituti di ricerca si rinuncia spesso perciò alla introduzione di una batteria centrale di alimentazione; in tal modo si elimina anche l'interdipendenza dei posti di lavoro, la quale si verifica quando si usa la batteria comune. Se le linee di uscita degli stabilizzatori vengono protette mediante filtri antidisturbo dall'incidenza di impulsi a fronte ripido di commutazione, diviene possibile l'uso di ignitori, motori a corrente continua, relé, ecc. Un'ulteriore limitazione di corrente offerta dal regolatore a transistori permette l'inserzione di lampadine a luminescenza, la resistenza a freddo delle quali è molto piccola. Punte di corrente periodicamente incidenti, che possono per esempio presentarsi coll'uso di relé per indicatori di direzione per auto, possono venire « soffocate » mediante una breve sopraelevazione della resistenza interna dello stabilizzatore.

## 2. - PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

È stata prodotta una serie di unità incorporabili [1], lo schema delle quali è rappresentato in fig. 3, per l'alimentazione di lampade fotometriche, spettrografi, circuiti di comando elettronici, calcolatori e simili categorie di apparecchi.

I diodi di potenza OA31 forniscono la tensione continua per il circuito regolatore principale. Il transistore 1 confronta una parte della tensione di uscita con la tensione di riferimento, doppiamente stabilizzata dallo stabilizzatore a luminescenza 85A2 e dal diodo Zener Z6, presente ai capi delle resistenze di 500 Ω e di 1,75 kΩ. I transistori 2 e 3 sono stadi preamplificatori, il transistore 4 è il pilota del regolatore, i transistori 5... fino a 8 sono gli stadi di potenza.

I transistori da 4 a 8 si trovano sopra una semplice unità di raffreddamento nella corrente d'aria di un piccolo ventilatore, che è comandato dal motore M.

Il multivibratore fatto coi transistori 9 e 10 serve come sicurezza (fusibile) elettronica, che rapidissimamente entra in funzione quando avviene un corto circuito ai morsetti di uscita; il transistore 11 viene poi pilotato; in causa del suo spazio collettore-emettitore di bassa resistenza ohmica, la corrente di comando del transistore 2, e con ciò il pilotaggio dei transistori da 3 a 8, va verso zero. L'interruttore bimetallico B1, che corto circuita lo spazio collettore-emettitore del transistore 11 è connesso con uno dei transistori di potenza da 5 a 8 e scatta a 65 °C. Le resistenze di transizione (collettore-emettitore) dei transistori del regolatore diventano fortemente resistive; la corrente di uscita cade ad un piccolo valore. La tensione di uscita ricompare dopo l'azionamento dell'interruttore di rete. Il transistore 12 serve, all'accensione dell'apparecchio, per smorzare gli impulsi di corrente, che vengono originati dalle lampade luminescenti o dalla carica del condensatore di uscita di 1000 μF.

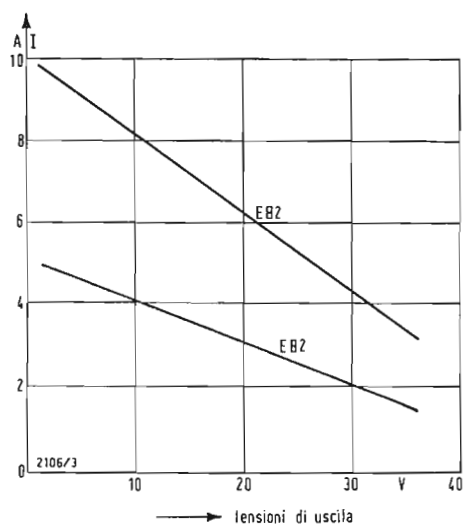
In seguito alla chiusura dell'interruttore di rete, il condensatore di 4 μF si carica, una corrente di comando scorre nella base del transistore 12. L'organo regolatore diventa, limitato dalla resistenza di 2,8 kΩ, fortemente resistente e precisamente temporaneamente limitato dalla carica del 4 μF oltre 0,15 MΩ. Successivamente il transistore 12 diviene anch'esso di alta resistenza, e la regolazione lavora normalmente al valore nominale della tensione di uscita.

(*) Danklefsen, H., Transistorisierte Gleichspannungs-Stabilisatoren als Enbaueinheiten, *Radio Mentor*, agosto 1964, pag. 636.

Fig. 3 - Schema completo di uno stabilizzatore di tensione continua a transistori con protezione elettronica.

Questa limitazione della corrente di accensione previene uno scatto del fusibile elettronico. Nei transistori 9 e 10 vi sono resistenze NTC, che servono per la compensazione della dipendenza dalla temperatura del valore di apertura della protezione elettronica. La tensione di alimentazione, dipendente dalla corrente, per l'alimentazione della protezione, viene prelevata dalla resistenza di 0,08 Ω. Il rapido funzionamento del multivibratore in caso di corto circuito è necessario per la protezione dei transistori, che ammettono solo un piccolo sovraccarico. Con un'opportuna scelta della resistenza $R_1$, il valore nominale della tensione di uscita viene così determinato:

$$R_1 = \frac{U_A}{50} \text{ k}\Omega.$$

Queste unità da incorporare vengono fabbricate in due esecuzioni per tensioni di uscita da 1 a 35 V. Con tensioni di uscita più alte, i valori assoluti delle variazioni della tensione di rete provocano una maggiore perdita di potenza nel circuito regolatore a transistori; per questa ragione le correnti prelevabili all'uscita diminuiscono (fig. 2).

Poichè le condizioni di lavoro e i valori di uscita richiesti di simili unità incorporabili sono molto diversi, si è studiato un sistema a unità componibili. La fig. 1 mostra un primo campione di laboratorio. Sul corpo raffreddatore estruso a caldo si trovano i transistori di potenza. Sono stati previsti per dare due uscite massime di 60 W e tensioni di uscita da 1 a 35 V.

## 3. - BIBLIOGRAFIA

H. DANKLEFSEN e H. JENETTE, « Uno stabilizzatore di tensioni continue a transistori per 5 V/12 e fino a 66 V/ 5,4 A ». *Elektronik* 1962, N. 9, pag. 273.

A.

Piero Soati

# Note di servizio dei ricevitori di TV Farens modelli Bermuda e Giamaica

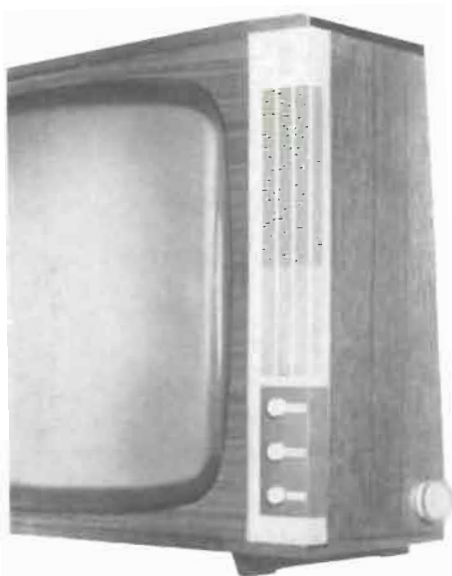



Fig. 1 - Vista frontale del televisore.

## 1. - CARATTERISTICHE GENERALI

I ricevitori per televisione modelli Bermuda e Giamaica, sono costruiti dalla società FARENS con sede in Milano. Essi sono montati su telaio orizzontale, in modo da ottenere il migliore sfruttamento dello spazio e dei componenti, e presentano una notevole robustezza essendo stato usato il cablaggio di tipo convenzionale, con la totale esclusione dei circuiti su pannelli stampati.

Allo scopo di evitare eventuali effetti di microfonicità lo chassis è munito di speciali sospensioni elastiche, mentre apposite prese d'aria hanno il compito di salvaguardare quelle parti che sono soggette a notevole riscaldamento.

Il telaio è facilmente ispezionabile senza che sia necessario ricorrere al relativo smontaggio la qualcosa facilita notevolmente le operazioni di controllo, di messa a punto e le eventuali sostituzioni dei vari componenti.

L'ingresso, tanto in VHF quanto in UHF, è del tipo bilanciato a 300 Ω. Le linee di alimentazione realizzate con cavetto coassiale a 60/75 Ω dovranno essere adattate secondo le modalità che abbiamo indicato altre volte.

Il valore della portante video è di 45,9 MHz e quello della portante audio 40,4 MHz (intercarrier 5,5 MHz). I canali ricevibili sono i soliti previsti dallo standard CCIR.

L'alimentazione può essere effettuata tramite una presa diretta su reti a 220 V, oppure mediante l'uso di uno stabilizzatore, a forma d'onda corretta (facoltativo), per reti da 125 a 270 V. L'alimentazione dei filamenti è in serie. Nello schema elettrico, riportato come al solito nella Rubrica « *Archivio Schemi* » sono riportati i valori della tensione che deve essere presente ad ogni singolo filamento.

Il circuito è stato progettato secondo i dettami della più moderna tecnologia facendo uso, fra l'altro, delle valvole « griglia quadro » le quali hanno la caratteristica di possedere una forte pendenza unitamente ad una piccola capacità interelettrodica ed una bassa cifra di fruscio.

## 2. - VALVOLE USATE

Il numero delle valvole usate (fig. 2) è 18 più il cinescopio ed 8 diodi.

$V_1$ *A/B* = PCC189-doppio triodo, preamplificatore radiofrequenza VHF; $V_2$ *A/B* = PCF801-triodo pentodo, oscillatore mescolatore VHF; $V_3$ = EF183-pentodo, 1° amplificatore frequenza intermedia; $V_4$ = EF80-pentodo, 2° amplificatore frequenza intermedia; $V_5$ = = EF80-pentodo, 3° amplificatore frequenza intermedia; $V_6$ = *A*-pentodo, amplificatore finale a video frequenza; $V_7$ = EF80-pentodo, amplificatore limitatore a 5,5 MHz audio; $V_8$ *A/B* = = PCL86-triodo pentodo preamplificatore e finale di bassa frequenza; $V_9$ *A/B* = PCF80-triodo pentodo, separatore invertitore impulsi sincro; $V_{10}$ *A/B* = PCL85-triodo pentodo, oscillatore bloccato ed amplificatore finale quadro; $V_{11}$ *A/B* = PCF802-triodo pentodo, tubo a reattanza capacitativa e oscillatore Hartley per deflessione orizzontale; $V_{12}$ = PL500-pentodo, amplificatore finale di riga; $V_{13}$ = PY81-diodo, smorzatore incrementatore; $V_{14}$ = DY87-diodo, raddrizzatore EAT; $V_{15}$ = PC88-triodo, preamplificatore radio frequenza UHF; $V_{16}$ = PC86-triodo, oscillatore mescolatore UHF; $V_{17}$ = $V_{18}$ = PY82-diodi, raddrizzatori AT; $V_{19}$ = cinescopio da 19″ o da 23″, secondo il modello, di tipo bonded.

*Diodi al germanio ed al silicio*: OA95 = = commutazione elettronica del 1° e 2° programma; OA70 = rivelatore video; OA79 (2) = audio rivelatore a rapporto; OA81 = soppressore automatico dei punti luminosi dovuti ad interferenze prodotte dai parassiti atmosferici o dagli apparecchi elettrodomestici; OA81 (2) = comparatore di fase orizzontale; BA100 = diodi varicap per la sintonia elettronica del 1° e del 2° canale.

*Componenti aventi caratteristiche speciali* (indicati regolarmente sullo schema): VDR (Voltage Dependent Resistors), E298ZZ/01 = controllo automatico di riga EAT; E298GD/A258 = stabilizzatore di tensione oscillatore bloccato (booster); E298ED/P268 = controllo uscita dello stadio finale verticale; E299DD/A334 = controllo automatico della luminosità ed estinzione del punto luminoso (spot); E299DD/A334 = stabilizzatore di tensione CAF per sintonia elettronica.

NTC (Negative temperature coefficient): uno sul controllo automatico di compensazione termica della reattanza del

giogo ed un altro come dispositivo autoregolante per l'accensione dei filamenti delle valvole e del cinescopio.

## 3. - COMANDI E MORSETTI ACCESSIBILI NELLA PARTE POSTERIORE DEL TELEVISORE

1 = Ingressi di antenna VHF e UHF; 2 = regolatore della frequenza verticale; 3 = regolatore della luminosità; 4 = regolatore della sensibilità VHF; 5 = regolatore della sensibilità UHF; 6 = regolatore della frequenza orizzontale; 7 = comando dell'ampiezza automatica orizzontale; 8 = regolatore dell'ampiezza verticale; 9 = regolatore della linearità inferiore dell'immagine; 10 = regolatore della linearità superiore dell'immagine; 11 = presa di rete diretta a 220 V; 12 = commutatore dei canali VHF; 13 = sintonizzatore dei canali UHF.

## 4. - OPERAZIONI DI RIPARAZIONE, MESSA A PUNTO E INSTALLAZIONE

Tutte queste operazioni devono essere eseguite attenendosi alla prassi da noi ripetutamente indicata.

Le tensioni che sono state rilevate con strumento da 20.000 Ω/V, con TV predisposto per la normale ricezione, sono riportate direttamente sullo schema elettrico, lo stesso dicasi per forme d'onda, proprie di ogni circuito, e dei punti TP destinati a facilitare le operazioni di taratura e di controllo.

Unica raccomandazione quella relativa i componenti che eventualmente dovranno essere sostituiti con altri originali o comunque elettricamente e geometricamente equivalenti.

## 5. - PRINCIPALI CARATTERISTICHE TECNICHE

*Selettore dei canali VHF.* Detto selettore consente la ricezione dei canali *A*, *B*, *C*, *D*, *F*, *G* e *H* più quattro posizioni di riserva, che sono utili per eventuali futuri aggiornamenti.

La commutazione dei vari canali viene eseguita col sistema a tamburo rotante. Il doppio triodo PCC189, impiegato in circuito cascode, consente di ottenere un alto guadagno con un fattore segnale-disturbo molto ridotto e con la massima attenuazione della modulazione incrociata e della irradiazione dell'oscillatore.

La mescolazione è ottenuta tramite il pentodo PCF801, del quale è noto l'elevato guadagno di conversione, mentre il triodo funge come generatore delle oscillazioni locali.

Nel circuito è pure previsto l'impiego di un diodo al germanio destinato alla commutazione elettronica del 1° e 2° canale, dimodochè la parte pentodica della valvola PCF801 viene ad essere impiegata quale amplificatrice ausiliaria a frequenza intermedia, atta ad amplificare i segnali convertiti provenienti dal sintonizzatore UHF.

L'entrata del selettore, come è stato detto, è prevista per linee ad impedenza bilanciata di 300 Ω.

L'uscita a frequenza intermedia richiede per il collegamento alla catena amplificatrice di media un raccordo con cavetto coassiale da 75 Ω.

*Sintonizzatore UHF.* Tale sintonizzatore, che consente la ricezione della gamma compresa fra 470 e 860 MHz, è equipaggiato con triodi del tipo PC88 e PC86 in circuito « frame grid » a cavità risonanti, con sintonia continua, nel quale si fa uso di una terna di con-

Fig. 2 - Posizione delle valvole nel telaio.

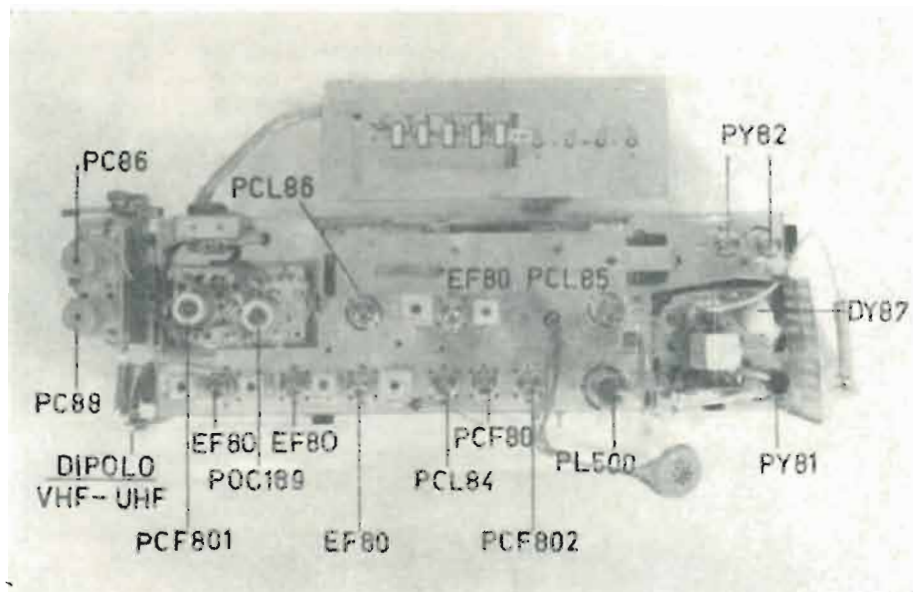
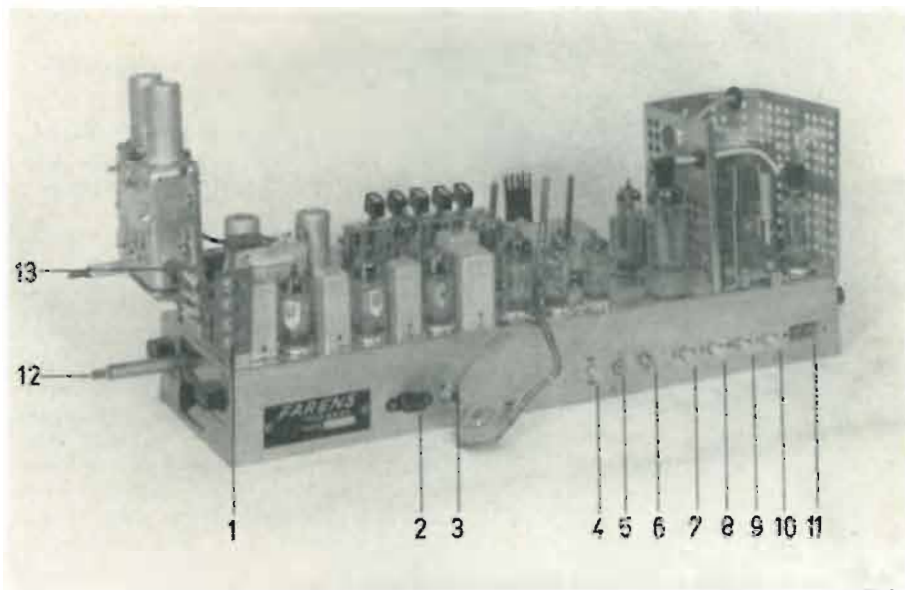



Fig. 3 - Disposizione dei comandi posteriori e laterali.

densatori variabili a comando unico demoltiplicato.
Il selettore è stato progettato per la frequenza media standard che abbiamo indicato nelle *Caratteristiche Generali*.
Allo scopo di ridurre l'irradiazione della frequenza intermedia ed anche per consentire la più ampia libertà possibile nella posizione di montaggio, è stato fatto uso dell'accoppiamento capacitativo per corrente.

In questo sintonizzatore, analogamente a quanto è stato fatto nel selettore VHF la frequenza dell'oscillatore è stata resa variabile mediante un controllo potenziometrico (CAF). *Ciò è stato consentito dall'uso di un diodo al silicio il quale viene a comportarsi come una capacità variabile accoppiata al circuito oscillante.*
*La capacità di tale diodo, infatti, cambia di valore in funzione della tensione continua applicata dando luogo ad una variazione della frequenza dell'oscillatore.* Anche in questo caso l'ingresso è adattato per una linea simmetrica di 300 Ω.

L'amplificatore di media frequenza è costituito da 3 stadi, uno dei quali con un pentodo « griglia quadro », che assicurano un ottimo guadagno con rapporto segnale disturbo minimizzato. Ciò consente che la resa del televisore sia ancora buona anche nelle zone aventi un segnale da considerarsi marginale.

Il valore della media frequenza è stato scelto nel canale protetto di 40-47 MHz, secondo le clausole vigenti, e quindi esente da interferenze.

L'accoppiamento è stato eseguito tramite trasformatori bifilari ad accordo s o tato la qualcosa consente di ottenere una corretta curva di risposta ed un'alta definizione dell'immagine.

I circuiti trappola facilitano l'ottenimento del gradino per la portante frequenza intermedia audio, indispensabile nel sistema intercarrier.
Il rivelatore video, a cristallo di germanio, è asservito ad una rete di compensazione per equalizzazione della risposta a larga banda. Tale circuito è seguito da un amplificatore a video frequenza a pilotaggio diretto. Dal circuito anodico vengono prelevati i segnali compositi ed applicati al catodo del cinescopio attraversato una ben congegnata rete di picco e di filtro, atta ad equalizzare la risposta fino a 5 MHz, in modo da ottenere una esatta definizione dell'immagine su tutta la banda a video frequenza.
La sezione audio intercarrier è dimensionata in modo perfetto e ad essa è fatto seguire un amplificatore di bassa frequenza ad elevato rendimento, con circuiti di controreazione e di correzione dei toni su due registri.
Nella sezione di sintesi, dopo lo stadio separatore degli impulsi di sincronizzazione, i due generatori amplificatori per deflessione verticale ed orizzontale e per la erogazione della EAT, dispongono di circuito a controllo automatico adatti a mantenere costanti le dimensioni geometriche dell'immagine ed a sopperire alle eventuali variazioni della rete di alimentazione.

Essendo il ricevitore perfettamente asincrono, non è previsto l'impiego di un trasformatore, o di un auto-trasformatore di alimentazione.
La tensione di rete che ormai è unificata su piano nazionale a 220 V, è applicata ad una coppia di valvole PY82 per il raddrizzamento a semionda.

Il filtraggio è effettuato da una prima cellula *L C* seguita da altre cellule del tipo *R C*, in modo da ottenere tensioni perfettamente rettificate con conseguente disaccoppiamento. A.

## Nuovo amplificatore stereo da 80 W comprendente una spina stereo per cuffia ed un canale centrale alimentato.

Lo Sherwood S-5500 IV, preamplificatore stereo, centro di controllo stereo, e amplificatore di potenza stereofonico, presenta una quantità di caratteristiche di qualità professionale, che lo rendono ideale per l'uso negli impianti musicali domestici con giranastri, fonografi e sintonizzatori.

Fra queste caratteristiche sono nuovi la presa per cuffia stereo e il commutatore disinsertore dell'altoparlante, montati sul pannello frontale. Pure nuova è l'introduzione di un canale centrale integrato alimentato, per il funzionamento dell'altoparlante del canale centrale o per impianti di altoparlanti di estensione monofonici.

Il nuovo amplificatore stereo Sherwood S-5500 IV presenta un pannello frontale con una presa stereo per cuffia ed un commutatore per disinserire l'altoparlante. La potenza musicale è di 80 W. La sensibilità fono è eccezionale: 1,2 mV. La rumorosità e il ronzio misurano 72 dB sotto la potenza nominale. L'apparecchio ha 9 tubi elettronici e 4 rettificatori al silicio.

Il canale fono dello S-5500 IV ha i filamenti accesi in c.c. ben filtrata allo scopo di ottenere una rumorosità e un ronzio estremamente bassi, che misurano 72 dB sotto la potenza nominale. La sensibilità all'entrata fono è 1,2 mV, abbastanza alta per adattarsi a qualsiasi capsula moderna magnetica di basso livello. La sensibilità per la testina del nastro è 1,6 mV e la sensibilità per il sintonizzatore è 0,25 V. La risposta in frequenza è superba, va da 20 Hz a 20 kHz entro ± 0,5 dB, con risposta ai transitori eccezionalmente fedele.

Ciascun canale dell'amplificatore stereo di potenza fornisce 40 W di potenza musicale o 36 W continui con l'1,5% di distorsione di intermodulazione. Gli 80 W di potenza musicale sono utili per pilotare i moderni sistemi di altoparlanti di basso rendimento. Vi sono uscite per altoparlanti da 16,8 e 4 ohm.

Tra le particolarità del pannello frontale, oltre alla spina stereo per cuffia e al commutatore di disinserzione dell'altoparlante, vi sono un controllo di guadagno fono, un commutatore stereo normale/invertito, un commutatore inversore di fase, ed un commutatore spia del nastro. I regolatori dei bassi e degli acuti possono essere regolati indipendentemente o contemporaneamente e sono tenuti in posto da bloccaggio a frizione. Lampadine sul pannello frontale indicano il modo di lavoro stereo o mono. Il controllo fisiologico compensa automaticamente entro un campo di 50 dB, mediante correzione elettronica, la sensibilità variabile dell'ascoltatore ai toni bassi ed acuti ai bassi livelli di ascolto. Le correzioni sono in accordo con le curve accettate di udibilità di Fletcher-Munson. Un commutatore montato sul pannello frontale si può usare per disinserire questa compensazione.

Altre caratteristiche dello S-5500 IV sono: filtri a 12 dB/ottava per fruscio e rombo, che sono efficienti su tutti i canali; preamplificatori per la riproduzione quando si usa il giranastro; una coppia di uscite a bassa impedenza per la registrazione a nastro. *(a.n.)*

## Nuovo complesso di altoparlanti a quattro canali di alta fedeltà, comprendente un altoparlante dei bassi di 25 cm di diametro con la risonanza piu bassa del mondo.

I Laboratori Elettronici della Sherwood hanno prodotto ciò che gli entusiasti dell'alta fedeltà chiamano un complesso di altoparlanti « fantastico ». La risposta generale del sistema a quattro canali e a sei altoparlanti si estende da 29 Hz a 17,5 kHz entro ± 2,5 dB. Un filtro di incrocio suddivide i campi di risposta dei quattro altoparlanti da 29 a 200, da 200 a 600, da 600 a 3500 e da 3500 a 17500 Hz. Il tipo Tanglewood sopporta una potenza sonora di 75 W.

La grande fedeltà della riproduzione è dovuta a varie speciali caratteristiche tra loro combinate, del sistema. I due altoparlanti dei bassi (Woofer) da 25 cm hanno risonanze sfalsate a 17,5 e 18,5 Hz, molto più basse di quelle realizzate per l'addietro per qualsiasi Woofer da 25 cm. La risposta alle frequenze basse è 8 dB superiore a quella attualmente disponibile con qualunque complesso da scaffale di 54 dm³ (2 piedi cubici); la risonanza combinata dei Woofer si estende sotto i 20 Hz.

Il Tanglewood ha pure adattati un altoparlante per le note medio basse (mid Woofer) da 20 cm, un altoparlante per le note centrali da 20 cm (midrange) e due altoparlantini radiatori circolari da 9 cm circa per gli acuti.

Tutti gli altoparlanti sono singolarmente ambientati e rigidamente montati su schermi acustici stratificati, rinforzati trasversalmente e trattati con resina. L'isolamento conseguente, insieme con la separazione dovuta ad un filtro di incrocio di 12 dB/ottava coadiuvano a realizzare un'esenzione eccezionale da distorsione di intermodulazione. *(a.n.)*

Il complesso Tanglewood di altoparlanti a quattro canali è l'ultimo anello aggiunto alla catena dei sistemi di altoparlanti di alta fedeltà Sherwood. Composto da sei altoparlanti e da un filtro con frequenze di incrocio di 200, 600 e 3.500 Hz, il complesso ha una risposta generale da 29 a 17.500 Hz entro ± 2,5 dB. I due woofer da 25 cm hanno risonanze sfalsate a 17,5 e 18,5 Hz, che estendono la risposta alle basse frequenze a 20 Hz. Le dimensioni del mobile in noce lucidato sono 79 cm (altezza) × 61 cm (larghezza) × 33 cm (profondità). Alloggiamenti separati dei singoli altoparlanti danno un'eccezionale esenzione da distorsione di intermodulazione.

dott. ing. Antonio Calegari

# Impiego dei diodi Zener al silicio in AF e RF*

Il diodo Zener può essere impiegato nei circuiti di bassa frequenza o di alta frequenza per i quali occorre una sorgente stabile di tensione. In certi circuiti si può usarlo come commutatore o come limitatore.

## 1. - POLARIZZAZIONE

Il diodo Zener è l'elemento ideale per la polarizzazione in un amplificatore. La sua funzione è identica a quella di una batteria, il vantaggio che il diodo offre è quello di non richiedere ricambio e di non potere, come farebbe una pila, bruciare dei componenti in caso di guasto nell'apparecchio.

La fig. 1 mostra il circuito di catodo di un amplificatore in classe *AB*; la polarizzazione è formata dalla corrente circolante nella resistenza di catodo. Ogni variazione di tensione o di corrente comporta uno slittamento della posizione del punto di lavoro. Sebbene si verifichi un effetto di controreazione, questi catodi «in aria» possono generare instabilità. Un diodo Zener può essere impiegato per la funzione di polarizzare lo stadio. La corrente circola nello Zener, ma a differenza del caso della resistenza, si sviluppa una polarizzazione stabile ai capi del diodo; sia $V_z$ questa tensione. Variazioni delle condizioni statiche possono modificare la resistenza $R_z$ dello Zener, in modo da conservare la opportuna polarizzazione.

Si può impiegare la polarizzazione a diodo Zener negli amplificatori in classe *B*. In questo tipo di amplificatori, la corrente di catodo può aumentare di alcune centinaia di per cento durante le punte di potenza. Ciò rende automatica la polarizzazione se si impiega il diodo Zener come mostra la fig. 2. Come nel primo caso l'elemento Zener stabilisce il punto di lavoro corretto.

L'amplificatore di fig. 2 è in alta frequenza e in classe *B*. Un altro amplificatore in classe *B* di alta frequenza a uscita singola è indicata in fig. 3. È uso impiegare in tale circuito una sorgente di polarizzazione negativa. Le punte di corrente di griglia sono forti, il che impone l'uso di una sorgente stabilizzata. Si può usare un alimentatore stabilizzato con diodo Zener, ma la soluzione di fig. 3 è più semplice e meno costosa in questo caso.

In un amplificatore in classe *B* il diodo deve dissipare una certa potenza media tra i punti della corrente di riposo e della corrente di cresta. La sopraelevazione di temperatura è funzione del fattore di forma. Per applicazioni di bassa frequenza, la seguente relazione dà una buona approssimazione:

$P_d = V_z \times 0{,}6 \quad I$ punta.

Un diodo Zener nel ritorno di catodo può anche essere utilizzato in un amplificatore di alta frequenza in classe *C* per produrre una polarizzazione di sicurezza in caso di avaria dello stadio di entrata. Nei circuiti amplificatori di grande potenza, la dissipazione richiesta può superare quella che si può richiedere a diodi Zener di tipo comune. Si può usare un transistore o un gruppo di transistori con una dissipazione conveniente e pure con un dato valore di tensione di rottura, come elemento attraverso il quale passerà la corrente. La fig. 4 mostra un simile circuito; la

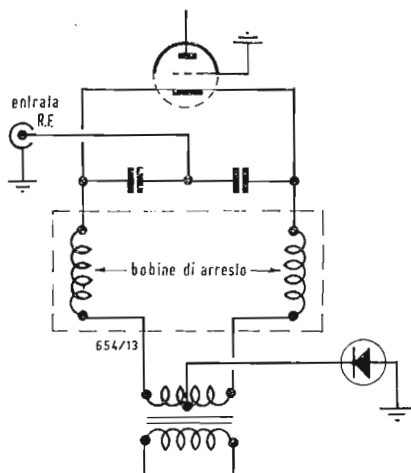



Fig. 3 - Amplificatore in classe B a uscita singola, lineare; il diodo Zener determina la corrente di riposo.

(*) Tradotto da *Le haut-parleur* n. 1079, settembre 1964, pagg. 109-111.

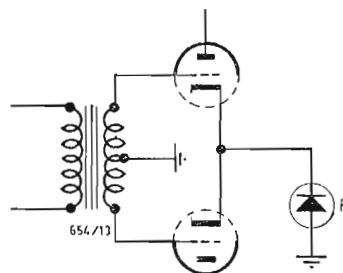



Fig. 1 - Stadio in controfase in classe AB, indicante come un diodo Zener venga utilizzato per produrre una polarizzazione fissa.

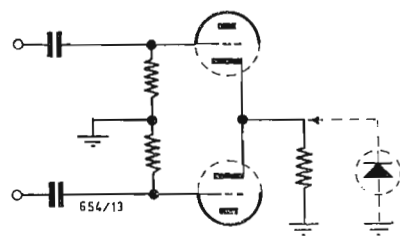



Fig. 2 - Polarizzazione di uno stadio in controfase in classe B.

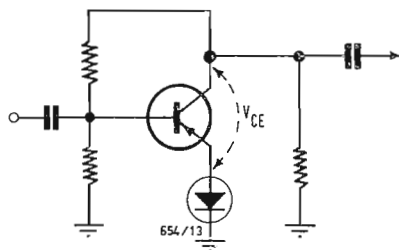



Fig. 5 - L'elemento Zener può anche essere usato per la polarizzazione di emettitore.

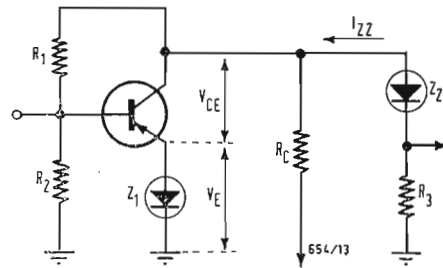



Fig. 6 - Il diodo viene impiegato per l'accoppiamento fra gli stadi, esso permette l'accoppiamento diretto.

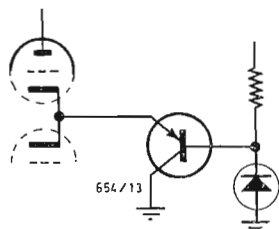



Fig. 4 - Un transistore può essere utilizzato per stabilizzare la polarizzazione, quando si impiegano diodi Zener di piccola potenza.

dissipazione del diodo non deve superare 1/10 della dissipazione calcolata per il transistore.

I diodi Zener non vengono solo impiegati per la stabilizzazione della polarizzazione nei circuiti equipaggiati con tubi elettronici, si impiegano anche con transistori per i quali è necessaria una efficacissima stabilizzazione. La fig. 5 mostra un semplice amplificatore PNP, con un diodo Zener che sostituisce la normale resistenza del circuito di emettitore.

In questo circuito la tensione collettore-emettitore ($V_{CE}$) è sufficientemente alta, perchè la risposta del circuito sia lineare. Una corrente abbastanza forte deve circolare nell'elemento Zener per assicurare un funzionamento nella zona di rottura (la vita del diodo non è in pericolo in questa condizione).

Negli esempi precedenti l'impedenza dinamica dei diodi Zener deve ridurre l'effetto di controreazione in proporzioni tali che i condensatori elettrolitici sono raramente necessari.

## 2. - AMPLIFICATORI A CORRENTE CONTINUA

La realizzazione di un amplificatore a c.c. solleva molti problemi complicati da risolvere; per ciascuno stadio le tensioni sono via via più alte. Se si usano più di 2 o 3 stadi, i circuiti divengono complessi. I diodi Zener hanno un impiego perfettamente indicato nei circuiti a transistori nei quali le tensioni tra collettori e basi sono relativamente piccole. Una semplice sezione d'amplificatore in c.c. è tracciata in fig. 6. Come in fig. 5 la polarizzazione è stabilizzata con un diodo Zener. Il valore di $V_{CE}$ è fissato da una condizione di lavoro in una zona lineare per la protezione contro le variazioni di tensione. La corrente di collettore è scelta vicina al valore massimo.

In questo esempio sono stati scelti 10 V e 5 mA. Quando si montano tre stadi in cascata, la caduta di tensione ai capi di $R_3$ (dovuta a $I_{z2}$) deve essere approssimativamente uguale a $V_E$ per assicurare una polarizzazione conveniente per lo stadio successivo. Perciò $Z_2$ deve avere una tensione di rottura uguale a $V_{CE}$, che in questo caso è 10 V. La corrente attraverso i due diodi deve essere sufficiente perchè il funzionamento avvenga nella regione di rottura al disopra della curvatura della curva. Una corrente di 3 mA attraverso $Z_2$ è corretta.

Conoscendo questi parametri, il valore di $V_E$ (e naturalmente $V_{z1}$) può essere determinato dall'equazione:

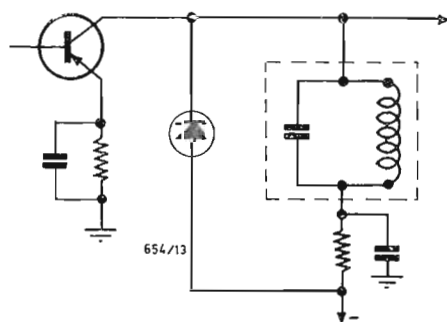



Fig. 7 - Circuito limitatore a diodo Zener.

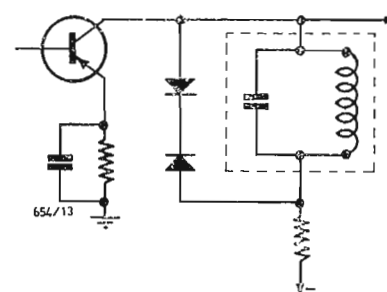



Fig. 8 - Limitatore con diodo a due anodi. La capacità della giunzione (da 10 a 20 pF) può introdurre un disaccordo del circuito.

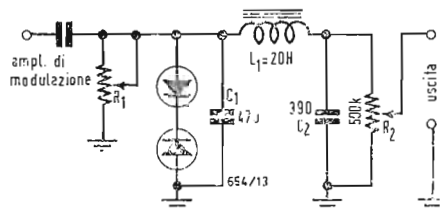



Fig. 9 - Limitatore a diodo Zener usato con un trasmettitore a modulazione di ampiezza.

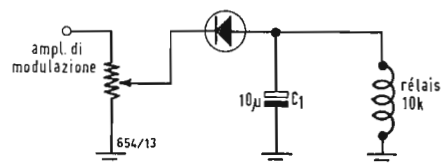



Fig. 10 - Relé per amplificatore di modulazione per un apparecchio a banda laterale unica.

$$V_E = \frac{I_{z2}}{I_c} (V_a - V_{CE}) \times \left(\sqrt{\frac{I_e}{I_{z2}} + 1} - 1\right),$$

in questa relazione: $V_E$ = tensione di emettitore ($V_E = V_{z1}$); $I_c$ = corrente di collettore (5 mA); $V_a$ = tensione di alimentazione (28 V); $V_{CE}$ = tensione collettore-emettitore (10 V).
Si avrà qui:
$V_E = 0{,}6 \times 18 \times 0{,}65 = 7{,}02$ V.
Quando $V_E$ è noto, il valore corretto di $R_C$ può essere calcolato con la seguente relazione:

$$R_C = \frac{V_a - V_{CE} - V_E}{0{,}008};$$

il che dà, per il nostro esempio:

$$R_C = \frac{11}{0{,}008} = 1.400\ \Omega \text{ circa.}$$

La resistenza $R_3$ può essere determinata quando si conosce la corrente e la tensione:

$$R_3 = \frac{V_E}{I_{z3}} = 2.267\ \Omega.$$

Questa grandezza comprende la resistenza $R_1$ stessa, in parallelo alla resistenza di base. Un gruppo di polarizzazione della base è costituito da $R_1$ e $R_2$; bisogna aggiustare i valori per ottenere la $I_C$ richiesta.

## 3. - CIRCUITI DI ALTA FREQUENZA

Si possono utilizzare i diodi Zener nei circuiti per modulazione di frequenza nel controllo automatico del guadagno

Fig. 11 - Amplificatore ad accoppiamento diretto, accoppiamento fatto per mezzo di diodi Zener. La tensione relativa a ciascuno di essi permette di scegliere il tipo.

Fig. 12 - Alimentatore stabilizzato che impiega un diodo Zener come sorgente di riferimento.

Fig. 13 - Circuito usato per la misura della resistenza dinamica di uscita.

e nel limitatore. Un semplice diodo viene collegato ai capi del circuito accordato (fig. 7) e diviene conduttivo quando il livello del segnale supera $V_z$ più la tensione ai capi della resistenza di disaccoppiamento. Il diodo dà così un livello di limitazione per il fatto che la bassa impedenza del diodo è in parallelo con la bobina.

Il $Q$ viene ridotto e il segnale è mantenuto a un livello, che evita il sovraccarico degli stadi successivi. In pratica si usa come limitatore in MF uno o più stadi funzionanti a bassa tensione per raggiungere la saturazione. Il sistema a diodo Zener è più efficace e permette di far funzionare lo stadio col suo guadagno massimo. Il circuito impiega due diodi Zener montati in opposizione come indica la fig. 8.

Appena il segnale supera $V_z$, i diodi conducono, limitano il segnale e riducono il $Q$ del circuito.

## 4. - CIRCUITI PER AMATORI

La voce umana contiene molte piccole punte di energia, e queste determinano in gran parte la percentuale di modulazione, il livello medio è spesso molto basso. Il buon rendimento di un emettitore di telefono può essere fortemente aumentato utilizzando un limitatore di cresta o di parola, il quale alza il livello medio di modulazione. L'energia contenuta è incrementata, ma il livello 100% di modulazione non può essere superato. Le caratteristiche dei diodi Zener sono tali che si può farne un buon uso come limitatore di modulazione nei trasmettitori in telefonia di amatore; un simile circuito è rappresentato in fig. 9.

L'amplificatore di modulazione sviluppa circa 30 V di bassa frequenza a partire da un microfono dinamico. Una piccola frazione di questo segnale è applicata a due diodi Zener montati in opposizione, che tagliano i segnali che superano 3,9 V. Le armoniche prodotte dall'azione del limitatore sono attenuate dal filtro costituito da $L_1$, $C_1$ e $C_2$. Il livello del segnale di bassa frequenza applicato al modulatore è dosato per mezzo di $R_2$.

Non è necessario eliminare il limitatore del circuito per sopprimere il suo effetto sull'energia di bassa frequenza. Si porta $R_2$ al suo massimo e si comanda il livello con $R_1$. L'ampiezza non deve superare il livello di taglio, la bassa frequenza non deve essere influenzata dal diodo Zener. Il livello di taglio viene stabilito aumentando la tensione col cursore di $R_1$ e riducendo la tensione al cursore di $R_2$.

La fig. 10 mostra un relé per amplificatore. Il potenziometro $R_1$ serve a regolare la soglia, il suo cursore è posto esattamente al disotto del punto dove il relé scatta. Quando l'emettitore è modulato, le creste di bassa frequenza superano $V_z$, il relé agisce. Il condensatore $C_1$ determina il tempo di ritardo di sblocco del relé, alcuni condensatori permettono di ottenere un aumento del tempo. I contatti del relé possono essere utilizzati per comandare i circuiti di potenza del trasmettitore.

## 5. - UN AMPLIFICATORE AD ACCOPPIAMENTO CON DIODO ZENER

Lo schema di fig. 11 è ricavato da un documento PHILIPS. L'amplificatore comprende due stadi quasi identici, ciascuno col suo proprio circuito di controreazione, in più c'è una controreazione globale. La tensione di uscita è di fase opposta a quella di entrata. Il guadagno in c.c. è di 20 dB; la larghezza di banda è di 10 MHz ed il rumore all'uscita è di solo 1 mV. Il segnale all'entrata deve essere applicato attraverso una resistenza di valore alto. Il funzionamento rimane corretto fino a 75 °C.

## 6. - ALIMENTATORE STABILIZZATO CON TENSIONE DI RIFERIMENTO PRESA SU DIODO ZENER

La fig. 12 mostra lo schema di un alimentatore stabilizzato in cui la tensione di riferimento è ottenuta ai capi di un diodo Zener OAZ207 della Radiotecnica.

La tensione media di Zener per questo diodo è di 9,2 V per la corrente di 3 mA. Questo schema è estratto da un docu-

(*il testo segue a pag. 519*)

Luigi Cesone

# Il giradischi professionale Thorens mod. TD 124/126*

*Universalmente noto ed apprezzato, il giradischi TD124 della Thorens, in particolare per le sue prestazioni veramente notevoli, viene considerato da numerosi tecnici il migliore di tipo professionale attualmente a disposizione degli amatori. Tale giudizio lusinghiero è d'altronde perfettamente giustificato in quanto il TD124 resiste in effetti a qualsiasi critica, sia sul piano della meccanica — che rivela la indiscutibile precisione della tecnica svizzera — sia su quello della solidità, che appare difficilmente superabile. Sebbene le soluzioni adottate nella sua realizzazione siano quelle classiche, ciò non toglie che esse raggiungano qui la perfezione, la qual cosa contribuisce a fare di questa piastra giradischi l'elemento base di un intero complesso di alta fedeltà che sia veramente degno di questo attributo.*

Fig. 1 - Una delle principali caratteristiche della piastra giradischi TD124 è quella di essere composta da un piatto diviso in due parti. Il primo, assai leggero è di alluminio, ed è quello su cui poggia il disco da riprodurre. Esso è inserito sul secondo, alquanto pesante, costituito di ghisa, cui può essere reso solidale mediante un dispositivo di frizione assai semplice.

POICHÈ la piastra giradischi TD124 della THORENS è disponibile, secondo i desideri dell'acquirente, sia senza accessori, sia completa di braccio professionale tipo BTD-12 della stessa marca, abbiamo ritenuto utile, per le esigenze della nostra esposizione, prendere in esame l'ultimo tipo citato il quale offre, del resto, il vantaggio di non richiedere da parte dell'utente alcun lavoro supplementare di adattamento, essendo infatti detto complesso già pronto per essere collegato ad una qualsiasi apparecchiatura amplificatrice di alta fedeltà.

In fig. 1 appare una fotografia del complesso — realizzata dopo aver asportato le due piastre che compongono il giradischi propriamente detto — la quale mette molto bene in risalto la sua struttura generale, di cui ora faremo una analisi dettagliata.

## 1. - MECCANISMO DI TRASCINAMENTO E SELEZIONE DELLA VELOCITÀ

La funzione di trascinamento della piastra vera e propria del giradischi (peso inerte 5 kg) è affidata ad un motore ad induzione del tipo a 4 poli (velocità di rotazione: 1.500 giri al minuto). Contrariamente a quanto si potrebbe supporre, detto motore è di piccola potenza pari, infatti, a soli 10 W. L'adozione di un motore di potenza così ridotta consente di ridurre in modo non trascurabile le difficoltà normalmente inerenti a motori più potenti e che si identificano, solitamente, come interferenze induttive di origine magnetica e come indesiderate vibrazioni meccaniche.

Queste ultime, nel caso particolare dell'apparecchio descritto, sono veramente trascurabili conseguentemente all'equilibrio dinamico del motore. Esse sono d'altronde totalmente eliminate grazie all'impiego di una sospensione molleggiata del motore e di una cinghietta di gomma disposta fra la puleggia motrice e la puleggia a diametri differenziati del meccanismo di trascinamento (vedi figura 1). È appunto in questo modo che viene attuata — con rapporto fisso — la prima riduzione di velocità.

La seconda riduzione di velocità — a rapporto variabile — è ottenuta mediante una puleggia a diametri differenziati associata ad un disco di frizione intermedio munito di un bordo di gomma con profilo rettificato. Si noti che è appunto in corrispondenza della puleggia a diametri differenziati che viene realizzata la regolazione fine di velocità mediante un freno magnetico: questo ultimo dispositivo è costituito da un magnete permanente a forma di mezza luna, la cui posizione è fissa e che, essendo posto in prossimità della puleggia a diametri differenziati, determina con un elemento metallico mobile posto all'interno di quest'ultima un traferro variabile nel quale passa il bordo esterno della puleggia considerata. È per la modifica dell'ampiezza di questo traferro — ottenuta mediante un comando disposto coassialmente sul bottone di variazione di velocità — che si realizza la correzione desiderata.

Questa regolazione, che può raggiungere la precisione del $\pm 3\%$ su tutte e

(*) Da *Toute l'electronique* n. 281, dicembre 1963, pagg. 465 - 469.

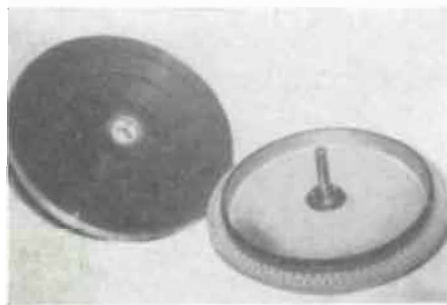



Fig. 2 - I diversi punti e tratti impressi sulla circonferenza inferiore del volano di ghisa sono utilizzati per il controllo stroboscopico della velocità di rotazione. Si noterà in fotografia che il piatto di alluminio reca un centratore per 45 giri incorporato.

Fig. 3 - Il trascinamento del volano di ghisa, attuato mediante il disco di frizione intermedio che agisce sul suo bordo interno, è ottenuto mediante un riduttore di velocità a due stadi. Il primo — a rapporto fisso — si serve di una cinghietta di gomma avvolta fra la puleggia motrice e la puleggia a diametri differenziati. Il secondo — a rapporto variabile — associa la puleggia a diametri differenziati al disco di frizione.

quattro le velocità, è estremamente dolce e precisa; facciamo notare che essa è anche assai stabile nel tempo e non determina alcuna vibrazione parassita, la qual caratteristica non è certo prerogativa di altri modelli di giradischi normalmente utilizzati.

La trasmissione del movimento al piatto giradischi è operata mediante il disco di frizione intermedio che è a contatto da una parte con la puleggia a diametri differenziati, e dall'altra con il bordo interno del piatto; precisiamo che questo disco di frizione che può spostarsi in senso verticale nei riguardi delle diverse sezioni della puleggia a diametri differenziati, consente appunto di scegliere la velocità di rotazione desiderata del piatto.

La sua posizione viene comandata mediante un bottone a 7 posizioni (78-o-45 o-33-o-16 giri al minuto), accessibile sul pannello esterno del giradischi; la manovra di questo bottone è abbinata a quella di un microinterruttore a funzionamento silenzioso, per cui si viene a disporre di un unico comando per determinare contemporaneamente la selezione di velocità di rotazione e l'avviamento del motore.

Questo stesso comando consente lo svincolo automatico del disco intermedio di frizione su ogni posizione di arresto, evitando anche la deformazione del bordo rettificato di gomma.

Si noti infine che la guida parallela del disco di frizione intermedio è garantita da un sistema di alta precisione che elimina ogni rischio di gioco meccanico, di falso parallelismo o di vibrazioni indesiderate.

## 2. - IL DOPPIO PIATTO CON STROBOSCOPIO INCORPORATO

Abbiamo visto, nel paragrafo precedente che è stato adottato un motore di piccola potenza per il trascinamento del piatto, la cui massa — relativamente notevole — sembrerebbe invece reclamare un motore più potente, che però i tecnici svizzeri hanno ritenuto opportuno non utilizzare per ragioni di ordine essenzialmente pratico (dispersioni magnetiche e ronzio meccanico).

Una tale soluzione, tuttavia, non ha mancato di sollevare qualche difficoltà, in quanto, specialmente nel momento della messa in moto, la velocità di rotazione normale non poteva essere raggiunta se non dopo un sensibile ritardo dovuto precisamente alla grande inerzia del piatto ed alla limitata potenza del motore.

Quello che tuttavia avrebbe potuto essere considerato come un grave difetto diviene invece un vantaggio supplementare a partire dal momento in cui, considerando il piatto principale come volano regolatore, lo si ricopre di un secondo piatto molto leggero che possa essere reso solidale o meno con il primo, mediante un dispositivo di innesto. In effetti, sotto tali condizioni, diventa allora possibile mantenere in rotazione permanente — durante tutta la durata del funzionamento del giradischi — l'insieme costituito dal motore, dagli organi di trasmissione e dal volano propriamente detto, la qual cosa conduce a dei sensibili vantaggi dal punto di vista della stabilità rispetto alla temperatura e della regolarità di velocità. Poichè dunque, soltanto il piatto superiore si arresta durante il cambiamento dei dischi e dato che la sua inerzia è assai debole se confrontata a quella del volano pesante, si sopprime in modo definitivo la causa principale di usura e di deformazione degli organi di trasmissione, i quali infatti vengono a trovarsi nelle migliori condizioni di utilizzazione.

I principi che abbiamo illustrati, la cui semplicità è superata soltanto dalla loro efficacia, sono stati applicati nella realizzazione del TD 124, in cui il piatto superiore (quello sul quale poggia il disco da riprodurre) realizzato in alluminio e ricoperto da un foglio di gomma con nervature, può essere istantaneamente posto a contatto o meno con il volano in rotazione continua, mediante tre pattini di innesto che fanno presa sul bordo inferiore del piatto giradischi. Questi pattini, solidali con un semicerchio metallico e che sono comandati da un bottone situato sul lato sinistro del pannello superiore, cessano di essere in contatto con il piatto superiore quando questo ultimo è in posizione di contatto (vedi fig. 2): sotto tali condizioni il piatto di alluminio viene trascinato dal volano inferiore sul quale viene a posarsi poggiando su sei elementi di frizione, in materia plastica, inseriti sulla parte superiore di quest'ultimo.

Questi elementi di frizione, esattamente profilati ed allineati in altezza, hanno lo scopo di evitare ogni slittamento intempestivo del secondo piatto; essi contribuiscono inoltre a mantenere una distanza sufficiente tra il piatto principale e la superficie di gioco di un disco disposto sul piatto superiore, affinchè un pick-up magnetico che presenta un flusso disperso alquanto notevole, non sia influenzato dalla massa metallica del volano.

Tenuto conto della notevole massa del piatto principale e della debole potenza del motore, sono state prese tutte le precauzioni necessarie ad evitare che le forze di attrito dovute alla rotazione del volano vengano ridotte al minimo consentito. Si è anche fatto ricorso ad un asse centrale di notevole sezione — realizzato in acciaio temperato rettificato — il quale ruota su due supporti levigati muniti di cuscinetti di bronzo, autolubrificati, e poggia su un perno equipaggiato di una sola sfera: sotto tali condizioni si può evidentemente

Fig. 6 - Questo oscillogramma relativo alle fluttuazioni di velocità di un complesso TD124 mostra a qual punto possono essere ridotti il « miagolio » e la scintillazione.

Fig. 4 - Il piatto superiore di alluminio può essere reso solidale con quello inferiore — in ghisa — mediante un semplice dispositivo di frizione.

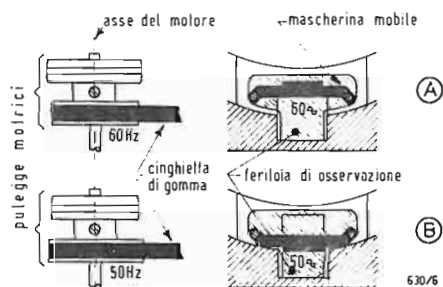



Fig. 5 - Dettagli pratici delle modifiche da apportare alle pulegge motrici e alla maschera mobile dello stroboscopio, secondo che il complesso venga alimentato con una frequenza di rete pari a 60 Hz (*A*) o 50 Hz (*B*).

Fig. 7 - Il complesso TD 124 può essere equipaggiato originalmente con il braccio professionale BTD-12 S appunto illustrato in fotografia.

esser certi che la rotazione del disco sarà pressochè perfetta.

Sebbene i dispositivi esaminati garantiscano una rotazione perfetta del piatto, praticamente esente da irregolarità di velocità, conviene tuttavia potersi accertare che quest'ultima sia convenientemente regolata, donde l'utilità della regolazione fine precedentemente citata e del dispositivo stroboscopico incorporato. Quest'ultimo è costituito da una doppia serie di punti e di tratti impressi sulla circonferenza inferiore del volano metallico: questi segni vengono illuminati mediante una lampada al neon e la loro immagine viene riflessa attraverso una feritoia di osservazione da uno specchio piano (vedi fig. 2).

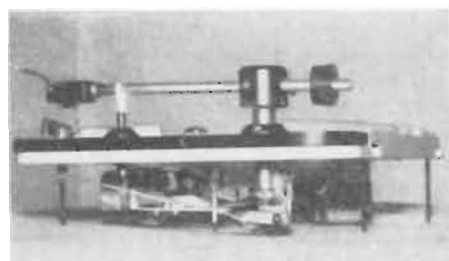
Poichè il giradischi è previsto per funzionare con una tensione alternata a 50 o 60 Hz, è stata prevista una mascherina mobile (vedi fig. 3) che permette di mascherare la serie di punti e di tratti che non corrisponde alla frequenza di rete utilizzata. Lo spostamento della mascherina in funzione della frequenza di rete è accompagnato anche dalla variazione di diametro della puleggia motrice così come indicato sul disegno. Precisiamo che le quattro velocità consentite possono essere effettivamente controllate mediante uno stroboscopio esterno, la qual cosa consentirà una superiore precisione di misura.

## 3. - CARATTERISTICHE MECCANICHE ED ELETTRICHE. IL BRACCIO DI RIPRODUZIONE

Con il consenso unanime degli specialisti, il giradischi TD124 viene considerato come il « non plus ultra » in materia di giradischi professionali alla portata dell'amatore. Condividiamo, del resto, personalmente questo giudizio, confermato e rafforzato da numerose ore di funzionamento e da parecchi confronti con altri complessi. Indipendentemente da qualsiasi misura, questo apparecchio si rivela in effetti, di funzionamento veramente silenzioso, a tal punto che, quando il piatto superiore è fermo, è veramente impossibile — se non si osserva la finestra illuminata dallo stroboscopio — rendersi conto se esso sia o meno in moto. Anche toccando il contenitore metallico non è possibile risentire di alcuna vibrazione metallica, la quale cosa in effetti è ben raro poter verificare con altri complessi.

Vediamo ora quale sia il responso delle misure. Analizziamo anzitutto quelle effettuate in merito alle fluttuazioni di velocità. L'entità totale di fluttuazione è in effetti inferiore al ± 0,07%; misurata fra due valori massimi, questa grandezza si mantiene inferiore allo 0,15%. Il « miagolio » (per frequenze comprese fra 0,5 e 10 Hz) è soltanto dello 0,01% mentre la scintillazione (per frequenze comprese fra 10 e 300 Hz) è solo dello 0,07% (fig. 4). Si noti che queste misure, effettuate fra due valori massimi, tengono conto dell'entità di fluttuazione relativa al disco usato per le prove; esse sono eseguite in conformità ai metodi suggeriti dalla National Association of Radio and Television Broadcasters (comunemente note come norme N.A.R.T.B.).

Dopo la stabilizzazione termica (ottenuta dopo circa 15 minuti di funzionamento), la variazione lenta di velocità del piatto giradischi si mantiene inferiore a 1/6 di semitono temperato, il che corrisponde al passaggio di 60 punti dello stroboscopio per minuto, ad una frequenza di 50 Hz. La differenza di velocità misurata fra l'inizio e la fine di un disco di 30 centimetri (e per una pressione della testina inferiore a 6 g), è solo di 1/18 di semitono temperato, il che corrisponde al passaggio di 20 punti dello stroboscopio per minuto ad una frequenza di 50 Hz. C'è dunque di che soddisfare i tecnici più esigenti e gli amatori di musica più scrupolosi.

Quanto al livello di fruscio meccanico, esso si mantiene eccezionalmente basso ancor di più di quanto lasciassero sperare le diverse prove eseguite: esso è infatti inferiore a — 42 dB, ove questa cifra è stata definita in rapporto a un segnale di 100 Hz, registrato ad una velocità di 1,4 cm/s, e riprodotto da una testina associata ad un dispositivo di equalizzazione ampiezza/frequenza conforme alla curva standard N.A.R.T.B. Attuato sotto le medesime condizioni di misura, il rilevamento del livello di ronzio elettrico (dovuto al flusso disperso del motore) è stato molto interessante, poichè anche questa grandezza si mantiene inferiore a — 50 dB: nessun timore deve quindi aversi anche in caso di utilizzazione di testine non

perfettamente protette nei riguardi di campi magnetici perturbatori.

Per approfittare convenientemente di così notevoli prestazioni è indispensabile equipaggiare il piatto con un braccio di rivelazione di ottima qualità.

Fortunatamente questi non mancano, per cui all'utente non resterà che l'imbarazzo della scelta: il giradischi TD124 è stato in effetti previsto per essere dotato di pannelli di montaggio di differenti dimensioni, capaci di ricevere anche i più grandi bracci di rivelazione attualmente in commercio (per esempio l'S.M.E.). Questo modo di procedere ha come vantaggio principale quello di consentire la soppressione delle vibrazioni che altrimenti rischierebbero di prodursi fra il piatto di riproduzione ed il pannello separato sul quale dovrà essere installato il braccio del pick-up.

In ogni caso il TD124 può essere dotato originalmente di un braccio di riproduzione studiato e messo a punto dai tecnici della Thorens: trattasi del modello BTD-12 S, che viene del resto montato anche su un altra piastra della medesima marca, la TD135.

Ci limiteremo, dunque, a riassumere nella tabella che segue, le principali caratteristiche di questo braccio precisando tuttavia che nel caso del TD124 il braccio BTD-12 S può essere regolato in altezza (possibilità che non è offerta nel caso del modello TD135), e che i fili di collegamento escono nella parte inferiore del supporto centrale, ciò che permette di ottenere contemporaneamento un minor livello di ronzio ed una più ampia libertà di movimento in senso orizzontale rispetto al caso del TD135.

## 4. - IL PUNTO DI VISTA DELL'UTENTE

L'impressione di robustezza e di solidità che si associa a questo giradischi non è senza dubbio estranea alla forma generale del contenitore metallico che presenta bordi arrotondati e che è realizzato in fusione di alluminio. Le numerose nervature presenti nella struttura attribuiscono del resto all'insieme una notevole rigidità, e facilitano il montaggio dei diversi meccanismi che sono tutti facilmente accessibili. Fatto interessante da notare: le dimensioni del pannello superiore (394 × 324 × 74 mm) che ne consentono l'installazione in un spazio minimo.

È dunque evidente e fuor discussione che il giradischi TD124-125 non può che dare delle soddisfazioni a quanti decidano di adottarlo. Ogni cosa è stata prevista nei minimi dettagli affinchè ciò si avveri, ne è prova anche il sistema di fissaggio elastico che si avvale di quattro ammortizzatori di gomma il cui fissaggio è stato esattamente previsto per garantirne al massimo il perfetto comportamento.

Questi ammortizzatori devono essere inseriti su dei supporti metallici cilindrici la cui lunghezza è stata calcolata in modo di consentire anche l'appoggio provvisorio del complesso su una superficie piana senza pericolo di danneggiare il meccanismo montato sull'intelaiatura. Si noti che le estremità degli ammortizzatori di gomma poggiano su delle molle a spirale inserite su un perno filettato che appunto consente un perfetto allineamento orizzontale del complesso, facilmente controllabile grazie ad una livella a bolla d'aria.

Le critiche da formulare sono assai poche; esse non possono evidentemente applicarsi alla regolarità di velocità o alla silenziosità di marcia che sono, a nostro avviso, ineguagliabili e veramente eccezionali, tanto da fare del TD124 un esempio di confronto in materia di giradischi professionali. Le uniche critiche formulabili si riferiscono a dettagli trascurabili quali il disco di adattamento per 45 giri, che è incorporato al piatto superiore e al quale non si può che imputare una certa fragilità; qualche altra cosa può dirsi a proposito dell'asse di centraggio il quale fa parte del volano e ruota quindi in permanenza, la qual cosa rischia evidentemente il trascinamento di un disco che abbia il foro centrale non perfetto, o la deformazione di questo stesso foro nel caso di un disco lasciato inavvertitamente, e per un certo tempo, sul piatto superiore (fermo), mentre il piatto inferiore continua a ruotare; un ulteriore appunto, infine, può applicarsi al condensatore posto in parallelo al microinterruttore, le cui capacità e tensione di lavoro non sono, a nostro parere, sufficientemente dimensionate.

Si tratta evidentemente di casi particolari che, sia ben chiaro, non diminuiscono affatto le qualità del TD124. Infatti questa piastra giradischi, che alcuni hanno definito la « Rolls Royce » dei giradischi, fa parte di quella categoria di prodotti, oggi estremamente rara, che si possono acquistare ad « occhi chiusi ». Non possiamo trovare una conclusione migliore. *A.*

***Tabella 1***
***Braccio di rivelazione BTD-12 s***

| Caratteristiche generali | | Osservazioni |
|---|---|---|
| Lunghezza | 320 mm | Nessuna |
| Angolazione | 25° 15′ | Tubo di alluminio (Ø esterno = 10 mm) |
| Errore di pista | $\leq$ 0,2°/cm | Si annulla 2 volte durante la lettura del disco |
| Risonanza | $\leq$ 16 Hz | Elasticità laterale normale (4 × $10^{-6}$ cm/dyne) |
| Equilibrio | Con contrappesi fissi | Fissati al braccio mediante giunti elastici (neoprene) |
| Pressione | Regolabile da 1 a 8 g | Per lettura diretta, dopo equilibrio statico |
| Assi di rotazione | Verticale: su cuscinetti a sfere<br>Orizzontale: su cuscinetti conici | Attriti ridotti a 0,1 g nei due piani |
| Comando | Meccanico | Coassiale al perno verticale |
| Ghiera | Fissa (24 × 48 mm) | Connessioni secondo nome C.C.I.R. (4 fili) |

dott. ing. Antonio Longhi

# Il preamplificatore «Varislope 2 stereo» Leak*

*L'impressione dell'audizione della prima riproduzione stereo è profonda per la grande maggioranza degli ascoltatori. C'è un meraviglioso senso di realismo e di assenza di sforzo per l'ascolto. L'impressione generale è di un godimento grandemente esaltato, a tal punto che la maggioranza degli ascoltatori dichiara priva di interesse la normale riproduzione a canale unico (monofonica).*
*La stereofonia non è nuova per gli ingegneri delle comunicazioni. H. J. Leak effettuò la sua prima trasmissione stereo con microfono (insieme con D. W. Turpin) nel 1931, ed il famoso relé Filadelfia-Washington fatto dai Laboratori della Bell Telephone nel 1933 confermò la praticità del suono stereo così come noi lo conosciamo oggi.*
*Ciò che vi è di nuovo intorno alla stereofonia è la sua disponibilità per il pubblico di massa per mezzo del fonografo e delle registrazioni su nastro e anche attraverso il crescente uso della stereofonia radiofonica.*
*In questo articolo si descrive un apparecchio stereo, in forma adatta al tecnico professionista delle comunicazioni e all'amatore di musica esigente il più alto standard possibile della riproduzione sonora.*
*Le informazioni in esso contenute sono rispondenti alla realtà e la loro esposizione è breve quanto lo concede la loro comprensione.*

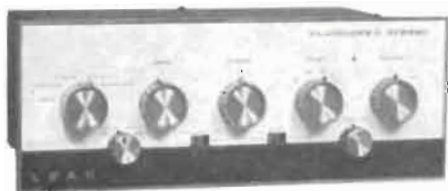



Fig. 1 - Il preamplificatore Varislope 2 stereo.

## 1. - FUNZIONE

La funzione di un ordinario preamplificatore monofonico è quella di ricevere i deboli segnali elettrici del dispositivo di entrata (fonorivelatore, testina di magnetofono, sintonizzatore o microfono) e di amplificarli senza distorsione fino ad una ampiezza utile per passare all'amplificatore di potenza.

Il preamplificatore Leak « Varislope 2 stereo » è semplicemente formato da due preamplificatori monofonici identici elettronicamente separati, ma fisicamente combinati.

Il preamplificatore « Varislope 2 stereo » costituisce un sistema di amplificazione stereo completo, quando venga connesso con un amplificatore stereo Leak tipo «Stereo 20» o «Stereo 60». Il sistema amplificante è suddiviso in queste due sezioni proprio per convenienza dell'utente: il preamplificatore è un elemento decorativo, piccolo, leggero e facile da installare e da trasportare; esso contiene tutti i controlli e vi acconsente di disporre il più pesante ed ingombrante amplificatore di potenza fuori di vista in una qualunque posizione conveniente.

Questo preamplificatore riproduce stereofonicamente e monofonicamente con dischi, nastri, radio e microfoni, adattandosi a qualsiasi fonorivelatore, qualsiasi testina per nastro, qualsiasi sintonizzatore e qualsiasi microfono disponibile nel mondo. Questa universalità offre due importanti vantaggi. Primo, voi potete usare i più pregiati fonorivelatori e microfoni del mondo; questo caso non si dà coi preamplificatori a basso guadagno e a buon mercato. Secondo, quando riproducete con un nastro potete farlo direttamente dalla testina del nastro, risparmiando così il costo degli amplificatori incorporati nel meccanismo giranastro.

Il « Varislope 2 stereo » funziona elettronicamente con le più alte caratteristiche standard oggi ottenibili con la tecnica attuale, rispondendo agli standard di funzionamento richiesti dagli ingegneri delle comunicazioni per la radiodiffusione e per la registrazione. Ciò è confermato dalle specificazioni tecniche date più avanti.

Non vi è nulla che si possa aggiungere al circuito o al prezzo per migliorare la fedeltà di riproduzione ottenibile dal

(*) Il materiale contenuto in questo articolo ci è stato gentilmente offerto dalla SIPREL di Milano, rappresentante per l'Italia dei prodotti LEAK.

« Varislope 2 Stereo ». Le caratteristiche che ne rendono facile e piacevole l'uso sono discusse qui sotto.

L'aspetto corrisponde ad un'elegante e funzionale semplicità, sia che l'apparecchio venga usato a sè stante, sia che venga montato in un mobile, dato che il pannello frontale si accorda con qualunque legno. Le tinte sono nero, argento e grigio.

Un abile tecnico elettronico non potrebbe far nulla di meglio di un uomo qualunque nel ricavare il meglio dal « Varislope 2 stereo ». Benchè sia completo e flessibile, esso fu creato dal progettista di amplificatori più conosciuto del mondo, proprio per l'uso e il piacere dell'amatore di musica in casa sua, per sua moglie e per i suoi bambini. Istruzioni per l'uso semplici da eseguire sono fornite col preamplificatore, e una pratica di cinque minuti vi farà facilmente maestri.

## 2. - COMODITÀ DI INSTALLAZIONE

Anche a questa considerazione è stata rivolta molta e grande cura; non ci si aspetta che voi siate un meccanico, elettricista, montatore, saldatore e costruttore di mobili. Il « Varislope 2 Stereo » può essere collegato all'amplificatore di potenza Leak in 30 secondi per mezzo di cavi e connettori che vengono forniti cogli apparecchi. C'è la crescente tendenza a seguire la pratica degli U.S.A. dove le apparecchiature complementari (giradischi, sintonizzatore radio, fonorivelatore e giranastri) vengono fornite complete di cavi e spine normalizzate, che voi introducete semplicemente nei corrispondenti zoccoli del « Varislope 2 Stereo » e dell'amplificatore di potenza Leak. Con tale equipaggiamento voi potete fare tutte le vostre connessioni per l'impianto completo ed avere la musica in dieci minuti. Se il preamplificatore deve essere montato in un mobile, la Leak vi assicura che ciò porta via meno tempo e richiede minor abilità che con qualsiasi altro preamplificatore di cui abbiamo conoscenza. Occorre un'apertura oblunga, che richiede circa 10 minuti. I bordi greggi dell'apertura sono coperti dal pannello frontale; il preamplificatore viene assicurato al mobile in 30 secondi per mezzo di staffe a forma di U e di viti che vengono fornite coll'apparecchio (vedi fig. 3).

Mentre la Leak si preoccupa di far le cose in modo che il montaggio sia rapido, viene fatto di considerare che molti preamplificatori sono realizzati in modo da ben figurare sopra un ripiano. Alcuni di questi richiedono molte ore di un esperto per elaborare il mobile prima che essi possano essere montati e, conseguentemente, è talvolta necessario asportare parte della decorazione che contribuiva all'eleganza originale.

## 3. - LO SCHEMA CIRCUITALE

I due circuiti identici sono chiamati « S » (per il segnale di entrata di sinistra) e « D » (per il segnale di entrata di destra). Ciascun circuito consta di un preamplificatore a due stadi a basso rumore, bassa distorsione e con controllo di tono in reazione. Il primo serve per la compensazione delle curve di registrazione dei dischi e dei nastri mediante l'impiego della controreazione selettiva di frequenza. Il secondo stadio comprende i circuiti di controllo dei toni a reazione, che forniscono un controllo variabile con continuità sia delle frequenze basse, sia di quelle acute.

Tutti i comandi sono del tipo ad unica manopola, accoppiati dualmente, di tipo a stretta tolleranza, che dà molta maggior facilità il comando, rispetto ai tipi più economici a due bottoni, coassiali a due a due, non accoppiati.

Il preamplificatore deriva automaticamente le sue alimentazioni di accensione ed anodica, quando viene connesso con un amplificatore di potenza Leak. Nel preamplificatore « Varislope 2 Stereo » si è previsto di poter funzionare con qualunque combinazione di due amplificatori di potenza monofonici Leak (TL/12; TL/10; TL/12 Plus; TL/25 Plus; TL/50 Plus) oltre al suo più normale uso con gli amplificatori « Stereo 20 » o « Stereo 60 ». Ulteriori particolari e informazioni sul circuito sono dati nelle specificazioni che seguono.

## 4. - CARATTERISTICHE, POSSIBILITÀ E PRESTAZIONI

Le sensibilità indicate sotto sono date per la piena potenza di uscita degli amplificatori Leak di potenza « Stereo 20 » o « Stereo 60 », con un segnale di 1 kHz, coi controlli di tono in posizione di ore 12 e col controllo di volume al massimo.

*Tubi elettronici*: 4/EF86 o Z729 o 6267 (tipi normali internazionali di grande disponibilità in tutto il mondo).

*Selettore di entrate*: Un commutatore a 5 posizioni permette la scelta delle entrate fra:

*Fonorivelatore* monofonico o stereo, sensibilità 3,5 $mV_{eff}$. Caratteristica RIAA standard mondiale per dischi stereo e mono. Impedenza di ingresso 70 kΩ ca.

*Testina del nastro* monofonico o stereo, sensibilità 3 $mV_{eff}$. Caratteristiche: europea 9,5 cm/s, con i controlli di tono in posizione di ore 12; N.A.R.T.B. 9,5 cm/s, col controllo dei bassi sulle ore 2 e col controllo degli acuti sulle ore 11; C.C.I.R. 19 cm/s, col controllo dei bassi sulle ore 3, e col controllo degli acuti sulle ore 12; N.A.R.T.B. 19 cm/s, col controllo dei bassi sulle ore 4, e col controllo degli acuti sulle ore 1.

Con testine di prezzo modesto, correttamente allineate, la risposta in riproduzione è piana entro $\pm$ 1 dB da 50 Hz a 10 kHz, con i comandi disposti come detto sopra. La risposta può generalmente essere estesa da 40 Hz a 15 kHz

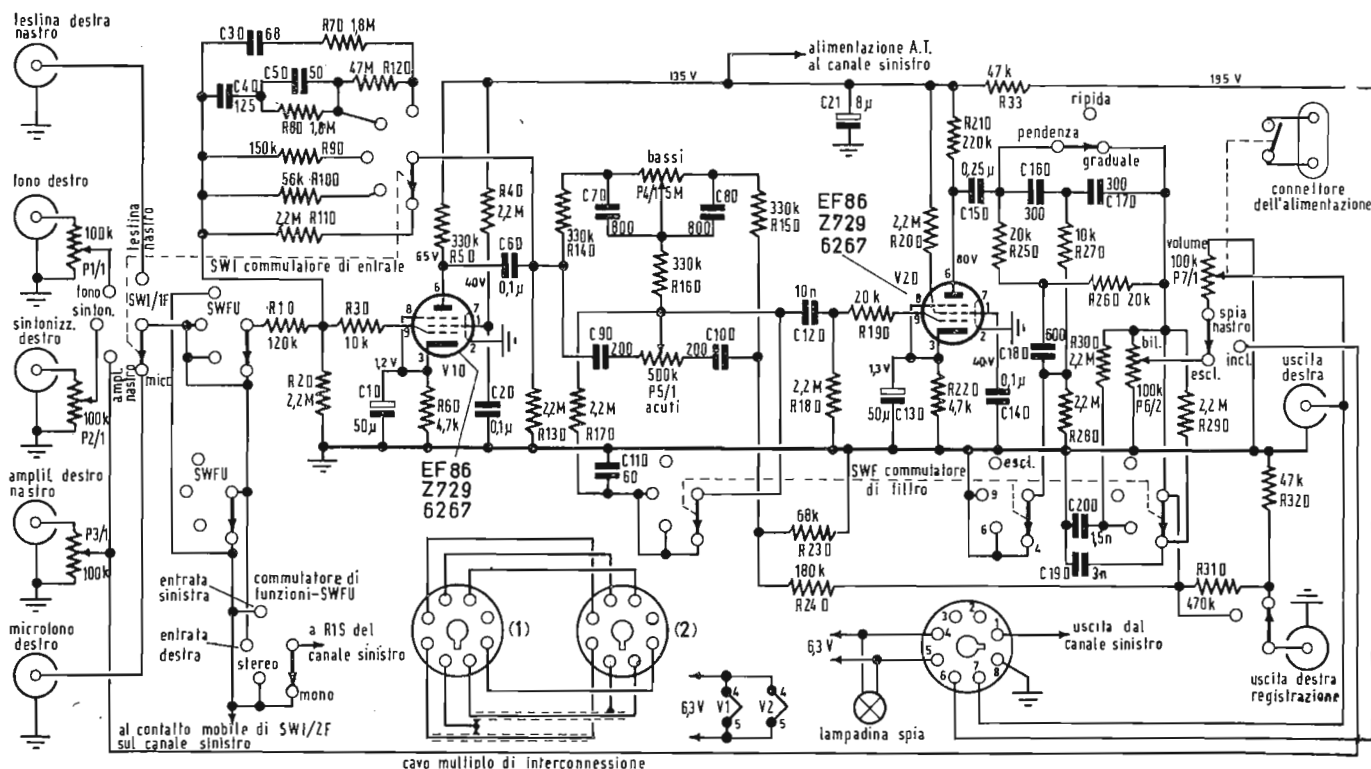



Fig. 2 - Schema elettrico del preamplificatore « Varislope 2 stereo »: 1) Connettore maschio da collegare allo zoccolo segnato « preamplificatore » su qualunque amplificatore di potenza Leak (visto dall'esterno). 2) Connettore femmina da collegare allo zoccolo segnato « dall'amplificatore » sul preamplificatore (visto dall'esterno). Ricordare che il circuito del canale sinistro non è disegnato, ma è identico a quello del canale destro, e che i componenti hanno gli stessi numeri, ma col suffisso « S ». Tensioni misurate con voltmetro di 20 kΩ/V. Tutti i commutatori rotativi sono disegnati girati completamente in senso antiorario.

con testine migliori, accuratamente allineate e con lieve manipolazione dei controlli di tono. Impedenza di ingresso 120 kΩ circa.

*Sintonizzatore* monofonico o stereo.

Sensibilità 50 $mV_{eff}$. Caratteristica piana. Impedenza di entrata 70 kΩ circa.

*Microfono* monofonico o stereo.

Sensibilità 3 $mV_{eff}$. Caratteristica piana. Impedenza di entrata 150 kΩ circa.

*Amplificatore del nastro* monofonico o stereo.

Sensibilità 125 $mV_{eff}$. Per: (1) l'uscita di riproduttori a nastro equalizzati: (2) qualsiasi tipo di radio sintonizzatore; (3) ricevitore audio di TV e (4) qualunque altra entrata uniforme.

Caratteristica piana. Impedenza di entrata 70 kΩ circa.

*Selettore di funzioni.*

Un commutatore a 4 posizioni permette la scelta di: (1) *Mono*, si mettono in parallelo i canali « S » e « D » consentendo al fonorivelatore stereo di suonare dischi monofonici; (2) *Stereo*; (3) *Entrata D* (monofonica, connette entrambi i canali al dispositivo di entrata « Destro »); (4) *Entrata S* (monofonica, connette entrambi i canali al dispositivo di entrata « sinistro »).

*Controllo dei toni bassi.*

A bottone unico, accoppiato dualmente a tolleranza stretta, agisce su entrambi i canali simultaneamente. A variazione continua, ± 14 dB a 50 Hz.

*Controllo dei toni acuti.*

A bottone unico, accoppiato dualmente a tolleranza stretta, agisce su entrambi i canali simultaneamente. A variazione continua, ± 14 dB a 20 kHz.

*Controlli del filtro e della pendenza* (= *Slope*).

Il bottone « Filtro » può essere usato per avere un controllo molto energico delle alte frequenze. Quando il regolatore è ruotato in posizione « 9 » in circuito viene inserito un filtro, la frequenza di taglio è 9 kHz (cioè questa è la frequenza alla quale la risposta cade di 3 dB). Si possono anche avere le altre frequenze di taglio di 6 kHz e di 4 kHz.

Il controllo della « Pendenza » varia la velocità di attenuazione al di sopra della frequenza di taglio, da 10 dB/ottava (« graduale ») a 25 dB/ottava (« ripida »). Il controllo di « filtro » ed il controllo di « pendenza » insieme col controllo « acuti » danno un vastissimo campo di attenuazione delle alte frequenze, il che è molto utile quando si riproduce musica in cui vi sia forte distorsione delle alte frequenze; così è allora possibile eliminare molto dei disturbi fastidiosi,

Fig. 3 - Vista posteriore del Varislope 2 stereo.

ed ascoltando un minimo pulito di contenuto musicale.

Il comando « Pendenza » è inattivo quando il « Filtro » è escluso (= « *Off* »).

*Controllo di volume con interruttore acceso/spento.*
A bottone unico, accoppiato dualmente, a tolleranza stretta, agisce su entrambi i canali simultaneamente. L'interruttore comanda l'alimentazione dall'amplificatore di potenza Leak posto lontano.

*Controllo di bilanciamento.*
A bottone unico, accoppiato dualmente, a tolleranza stretta. Si può ottenere qualunque gradazione di equilibratura, dato che ciascun canale può essere indebolito fino ad uscita zero, senza influenzare l'altro.

*Commutatore del monitore del nastro.*
Questo commutatore permette il confronto istantaneo fra il segnale originale ed il segnale registrato (con registratori a nastro aventi una testina di riproduzione separata ed amplificatori di registrazione e di riproduzione pure separati).

*Lampadina sul pannello.*
È installata a mo' di memoria visiva che l'apparecchio è acceso quando la lampadina si illumina.

*Disposizioni sul pannello posteriore.*
(1) Boccole per la registrazione su nastro: situate sul dietro, consentono di registrare stereo o mono con dischi, nastro, radio, microfono. (2) Per tutti i collegamenti delle entrate vengono forniti spinotti e zoccoli di tipo coassiale, normalizzati internazionali. (3) Controlli predisposti sono montati per la regolazione del livello dei segnali di entrata con « Fono », « Sintonizzatore » e « Amplificatore del nastro ». Questi comandi sono a bottone unico, accoppiati dualmente, a tolleranza stretta, agiscono su entrambi i canali simultaneamente. (4) Uno zoccolo maschio octal segnato « dall'amplificatore » riceve il bocchettone femmina di terminazione del cavo di 1,2 m, che viene fornito per collegare il preamplificatore all'amplificatore di potenza Leak. (5) Uno zoccolo bipolare segnato « *Switch* » (interruttore) riceve la spina ed il cavo, che lo collega all'amplificatore di potenza Leak per comandare la sua alimentazione in c.a. (6) Una staffa speciale foggiata ad U ed una vite provvedono al rapido e facile fissaggio del « Varislope 2 Stereo » in un mobile.

*Distorsione armonica totale.*
Minore dello 0,01 % per 125 mV di uscita (che è sufficiente a pilotare qualsiasi amplificatore di potenza Leak). Minore dello 0,1 % per 1,25 V di uscita (10 volte la tensione necessaria per alimentare un amplificatore di potenza Leak).

*Ronzio e rumore.*
Se connesso con un amplificatore di potenza Leak, circa 60 dB sotto la piena potenza di uscita su « sintonizzatore » e su « Amplificatore del nastro », e circa 52 dB con le altre entrate, coi controlli di tono in posizione di ore 12 e col volume al massimo.

*Diafonia.*
Fra i canali « S » e « D », circa −50 dB a 1 kHz e circa −30 dB a 10 kHz.

*Dimensioni.*
Pannello frontale 29,2 × 10,8 cm. Telaio 26,6 × 9,5 × 16,5 cm (profondità). Questa unità può essere usata a sè stante (sopra una tavola o uno scaffale), o può essere montata in mobile sopra un pannello di qualunque spessore attraverso un'apertura di 27 × 9,85 cm.

*Peso.* 2,84 kg.

*Installazione, messa in funzione e manutenzione.*
Ciascun amplificatore è accompagnato da dettagliate istruzioni e dallo schema circuitale. L'installazione e l'uso sono semplici, come spiegato nel testo. *A.*

---

## Impiego dei diodi Zener al silicio in AF e RF

*(segue da pag. 511)*

mento di S. Quennou della collezione dei rapporti di applicazione della Radiotecnica. Questo alimentatore è destinato a sostituire la batteria a 9 V di un ricevitore a transistori.

Quando la tensione di rete varia da 90 a 130 V, la tensione di uscita passa da 8,88 V a 9,2 V. Per una corrente fornita di 50 mA, la tensione di uscita varia da 9 a 9,1 V fra 25 e 47 °C. I diodi raddrizzatori permettono, sotto 30 V inversi, a 45 °C, la corrente di 20 mA. Il transistore OC74 che serve da regolatore deve essere fissato sopra un radiatore di 78 cm² di alluminio da 15-10 mm.

La resistenza è stata misurata per diverse frequenze con l'aiuto del circuito di fig. 13. L'alimentatore è caricato dal complesso $R = 82\ \Omega$ ed il transistore OC30, l'erogazione media del quale viene regolata col potenziometro di 5 kΩ a 50 mA. Si ottiene una variazione sinusoidale di corrente connettendo la base del transistore OC30 ad un generatore di bassa frequenza. Ammettendo la variazione di corrente di 100 mA punta-punta, basta misurare la tensione picco-picco dell'ondulazione alla frequenza in uso considerata per conoscere la resistenza interna dinamica della sorgente.

Il trasformatore è realizzato con un circuito magnetico la cui sezione è 1,5 × × 1,5 = 2,25 cm². Il numero di spire del primario è 3150 (110 V), filo rame smaltato 1/10, il secondario consta di 2 × 460 spire di filo di rame smaltato 15/100 mm. *A.*

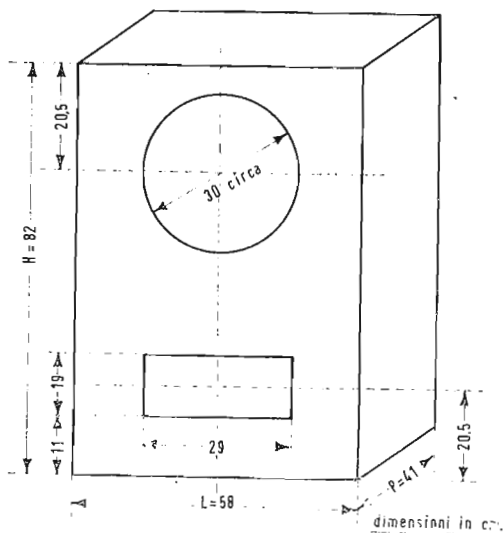



Fig. 1/0595

*0593 – Sig. G. De Angelis – Firenze.*

*D.* Ho costruito l'amplificatore MULLARD e come trasformatore di uscita ho impiegato il PHILIPS PK50812 da 15 W che presenta 8000 Ω di primario e una resistenza per braccio di 170 Ω. La MULLARD, consigliava un trasformatore con 8000 Ω di primario e 240 Ω di resistenza per braccio. Con questa sostituzione dovrei cambiare qualche valore del circuito? Chiedo questo poichè l'altoparlante, un PHILIPS 9710 M da 10 W 7 Ω, tende a spostarsi di circa 0,4 cm in ± nelle punte di modulazione.

Consultando il volume «La tecnica dell'a. f.» di Nicolao a pag. 236 per l'amplificatore WA-A1 si parla di una potenza di 5 W; non è un po' poca per un Williamson? Sempre sul medesimo volume nella fig. 152 che riporta lo schema del Leak *Point One* non vengono riportati i valori di $C_9$ e $R_{18}$; di essi gradirei conoscere i valori per una controreazione di 26 dB da un secondario di 4 o 8 o 16 Ω d'impedenza.

*R.* Se l'impedenza primaria è 8 kΩ, scarsa importanza ha la sua resistenza ohmica. È consigliabile disporre in serie alle placche dei tubi EL84 una resistenza di 50 Ω (47 Ω) per evitare l'eventuale tentativo di innesco di oscillazioni e per limitare la corrente di riposo. Non è allarmante se l'escursione della bobina mobile raggiunge ± 4 mm nei pieni orchestrali, il 9710M può sopportarli senza danno.

Quanto all'amplificatore WA-A1 Heat, si tratta di uno schema superato, che la HEAT stessa ha presto eliminato dai suoi cataloghi e dalla produzione.

Anche la LEAK ha sostituito il suo «Point One» con altro amplificatore (in esecuzione stereo) da esso derivato, ma con tubi elettronici facilmente reperibili, mentre quelli di fig. 152, loco citato, sarebbero oggi ben difficilmente ritrovabili. Del nuovo amplificatore LEAK intendiamo pubblicare quanto prima lo schema. Ad ogni modo per la fig. 152, $C_g$ = 200 pF; $R_{18}$ = 18 kΩ per presa al secondo arco di 16Ω.

L'indicazione, data a pag. 239, dei 26 dB non riguarda il tasso di controreazione, ma la diminuzione di distorsione (20 volte; 20 lg 20 = = 20 × 1,3 = 26 dB) quando si pratichi una forte controreazione (valori diversi di $C_9$ e $R_{18}$). *(a. f.)*

*0594 – Sig. R. Crisafulli – Messina.*

*D.* Desiderando costruire un complesso Hi-Fi stereofonico, per uso domestico, ho pensato ad una soluzione comprendente i seguenti apparecchi: amplificatore HEATHKIT mod. AA-32-E da 8+8 W effettivi; cambiadischi PHILIPS AG1025; altoparlanti PHILIPS 9710M (uno per ogni canale, montati in appositi mobili bass-reflex).

Desidererei avere un giudizio sull'insieme e sapere se avete varianti da suggerirmi o particolari consigli da darmi. A proposito dei mobili bass-reflex, desidererei sapere se le dimensioni, calcolate con le formule più volte da Voi pubblicate, sono comprensive dello strato di materiale fonoassorbente.

*R.* L'impianto stereofonico da Lei previsto, pur non comprendendo amplificatori di grande potenza nè di classe eccelsa, rappresenta un complesso *tipo* per uso domestico, dal quale si possono trarre notevoli soddisfazioni. Una riserva che facciamo è sull'impiego di un cambiadischi automatico, che evidentemente presenta un angolo di inclinazione della puntina sul disco variabile man mano che i dischi cadono uno sopra l'altro; ora tale angolo ha un valore optimum unico e può essere presentato solo per il primo disco. È infatti ben noto che il cambiadischi è stato colpito da ostracismo negli impianti di alta fedeltà. Per restare nei lodevolissimi prodotti PHILIPS, consigliamo il giradischi stereo AG2056, o, se proprio Ella desidera il cambiadischi, preferisca l'ultimo modello AG1025 PHILIPS.

Le dimensioni risultanti dai calcoli da noi indicati per i bass-reflex, si intendono interne e comprensive degli spessori di assorbente acustico, cioè si costruisce il contenitore con le quote risultanti dal calcolo, poi lo si riveste internamente con la lana di roccia o simili. *(a. f.)*

*0595 – Sig. Francesco Canepa – Genova*

*D.* Desidererei avere le misure per la costruzione di due casse acustiche con altoparlanti da 30 cm.

Inoltre desidererei sapere se la distanza delle casse acustiche dall'amplificatore è critica oppure si può scegliere qualsiasi distanza e posizione; e quale qualità e diametro di filo si deve adoperare per collegare dette casse all'amplificatore.

*R.* 1) Ecco lo schizzo del mobile bass-reflex per altoparlante da 30 cm. di diametro.

Dimensioni interne in cm. Le pareti interne, escluso il pannello anteriore che porta l'altoparlante, devono essere rivestite di materiale assorbente acustico (lana minerale di roccia o di vetro). Evitare qualsiasi sconnessione nelle giunzioni delle pareti, che devono essere incollate e avvitate. La parete di fondo deve essere asportabile, quindi solo avvitata, per permettere il montaggio dell'altoparlante. 2) La distanza dei cassoni dall'amplificatore non è critica e non necessita essere uguale per i due cassoni. Tale distanza però è bene non superi i 10 metri. La posizione delle casse dipende dal posto di ascolto; esse devono in generale essere disposte simmetricamente rispetto al centro di ascolto, in modo che l'ascoltatore si trovi sull'asse perpendicolare, nel punto di mezzo, alla distanza fra i due altoparlanti. Tuttavia in casi particolari può essere conveniente derogare da questa regola, quando l'ambiente presenti speciali percorsi delle onde sonore. Quando i trasformatori di uscita sono montati sugli amplificatori e le uscite sono prese dai secondari, che devono essere collegati alle bobine mobili degli altoparlanti, trattandosi di bassa impedenza, le linee di collegamento possono essere fatte anche con semplice piattina luce. Sarà meglio un cavetto bipolare di guaina di gomma, meccanicamente più resistente della piattina. I fili non devono essere rigidi, ma in trecciola di sezione complessiva uguale a 1 mm² o maggiore. *(a. f.)*

*0596 – Dott. Stelio Morgantini – Roma*

D. Penso di acquistare un impianto hi-fi stereo. A parità di prestazioni e di prezzo, è opportuno orientarsi verso amplificatori a transistori, oppure di continuare a preferire i tradizionali a tubi elettronici? È preferibile il complesso integrato (preamplificatore e amplificatore su unico telaio) oppure le due unità separate?

*Braccio*: integrato o con cartuccia separata? Propenderei per l'acquisto del braccio S.M.E. descritto sul numero 10 di Alta Fedeltà del 1961, e precisamente della versione 3012 MK-11 che costa L. 24.100, che mi sembra il più progredito dal punto di vista meccanico, anche se di messa a punto laboriosa; sarà meglio un braccio SHURE, o PICKERING, o DECCA, o... ecc.

## Nuovi orizzonti

*(segue da pag. 477)*

*Inoltre la TV possiede un fascino ed un'attrattiva ben superiore a quelle della radio e comunque tali da farla anteporre a qualsiasi altro genere di mezzo ricreativo.*
*Anzi, è ormai scontato che la Radio e la TV rappresentano oggi sul piano sociale, un complemento praticamente indispensabile della vita moderna.*
*Ed è pertanto con tali premesse che la nostra industria si accinge a riprendere, dopo un intervallo di esitazione e di cauta attesa per l'evolversi della crisi economica in via di risoluzione, un normale ritmo di produzione.*
*Particolari novità tecniche nel campo dei televisori, non ve ne sono.*
*Tutte le attenzioni dei costruttori sono ormai rivolte all'affinamento della tecnologia di realizzazione del televisore impiegando componenti di buona qualità e procedimenti di produzione sempre più razionali, rapidi ed efficienti: ciò nell'intento di ridurre i costi mantenendo inalterata l'efficienza e la qualità del televisore.*
*Questo orientamento della produzione verso sistemi tecnologici industriali di grandi serie, ha logicamente portato alla automatica eliminazione di numerose imprese a carattere artigianale (la caduta dei rami secchi) che erano sorte nell'ultimo periodo di « boom » del cosiddetto miracolo economico.*
*E così ridimensionata e riorganizzata l'industria radioelettronica italiana, si accinge con fiducia a soddisfare le esigenze di buone prospettive non illusorie a breve scadenza.*

A.

Ho raccolto, nella allegata tabella a doppia entrata, vari tipi di bracci che vi prego di numerare in ordine decrescente di bontà, prescindendo dal prezzo. Tale elenco non ha la pretesa di essere completo e aggiornato; vi prego di completarlo secondo la vostra esperienza e di darmi un vostro parere.
*Cartucce*: L'unica cosa che credo di sapere con una certa precisione è che bisognerebbe preferire, prezzo permettendo, quelle ad alta cedevolezza, che consentono limitatissime pressioni di lettura, e conseguente limitatissima usura dei dischi, e quelle a bobina mobile perchè insensibili ai campi indotti dei motori giradischi, e quindi molto più silenziose di quelle a riluttanza.
Inoltre i bracci non possono, in genere, montare tutti i tipi di cartucce. Per questo nella tabella a doppia entrata ho riportato anche le cartucce delle quali conosco l'esistenza e vi prego di numerarmi anche queste in ordine decrescente di bontà.
*Giradischi*: anche per questi ho compilato un elenco, allegato questo pure, dei vari tipi dei quali conosco l'esistenza e che vi prego di numerare, al solito, in ordine decrescente di bontà. Ho letto, dei pregi dei giradischi con motore sincrono a isteresi. Poichè, all'estero, i prezzi non sono eccessivamente più elevati degli altri e l'esperienza mi insegna che il giradischi non è mai abbastanza buono, mi sarei orientato verso questi ultimi tipi.
R. Anzitutto: un nuovo impianto sonoro deve essere stereofonico, su questo punto non ci sono dubbi.
1) La tecnica dei semiconduttori è tuttora in continua sostanziale evoluzione, per cui ciò che oggi sembra l'optimum, può risultare scadente domani. Mentre per le unità di controllo la soluzione a transistori è senz'altro accettabile, altrettanto non si può dire per gli amplificatori di potenza (oltre i 15 W); per essi si deve ricorrere a transistori al silicio di costo altissimo; i transistori di potenza al germanio non possono essere ritenuti adatti ad amplificatori di alta fedeltà. Conclusione: è tuttora preferibile orientarsi verso le unità di potenza a tubi elettronici; per i preamplificatori le due soluzioni a tubi e a transistori sono da mettersi sullo stesso piano.
2) Le unità separate consentono una maggior possibilità di scelta, lo sfruttamento di un preamplificatore o di un amplificatore di potenza preesistente, il frazionamento nel tempo della spesa, sempre considerevole, dell'impianto.
L'unità integrata presenta il miglior adattamento dell'impedenza di uscita del preamplificatore a quella di ingresso dell'amplificatore di potenza, la compensazione perfetta delle curve di risposta dei componenti del complesso, difficilmente ottenibile con unità separate di diversa provenienza.
Non è quindi agevole dichiarare quale delle due soluzioni sia preferibile. È ovvio che un complesso studiato dal principio alla fine presenti una maggior omogeneità e coerenza, di due elementi eterogenei accostati senza particolari precauzioni e verifiche della resa totale. Spesso risultano decisive considerazioni personali: per es. il desiderio di maggior potenza rispetto a quella propinata dal progettista dell'unità integrata, può far preferire i telai separati. Questi ultimi sfruttano spesso il fattore psicologico dell'acquirente, che ha scelto lui stesso i componenti e ritiene di essere l'artefice del proprio impianto, convinto di aver fatto la miglior scelta, di disporre di un complesso di alta fedeltà speciale, in quanto nessun amico possiede uno come il suo; egli lo considera come una sua creatura e lo ama ed è pronto a difenderlo trovandolo in ogni caso superiore a qualsiasi altro anche più costoso. Veda dunque un po' Lei.
Se ha messo gli occhi addosso ad uno dei due componenti le cui caratteristiche non sono presentate da un unico complesso, acquisti le unità separate; se per contro Ella non ha un desiderio specifico, si attenga al telaio integrato.
Secondo il suo desiderio abbiamo completato le sue tabelle relative ai giradischi, ai bracci e alle capsule, con l'indice di bontà.
Le indicazioni che Le forniamo sono confidenziali e secondo un nostro criterio di valutazione che non può essere assoluto, per quanto obbiettivo. Le voci che portano la stessa cifra di merito sono da ritenersi equivalenti. Esistono altri bracci e altre capsule non contemplate nella tabella, ma sono meno rappresentativi e difficilmente costituirebbero una migliore soluzione di quelli considerati.
L'attacco delle testine ai bracci è normalizzato, quindi qualsiasi braccio può ricevere qualsiasi testina; tuttavia non abbiamo l'animo di ammettere ciò senza riserve, specie per i materiali di produzione europea. Allora prima dell'acquisto si faccia assicurare da colui che Le procurerà il materiale, che l'accoppiamento tra braccio e testina scelti, sia possibile. Delle varie cartucce consideri solo quelle stereo. *(a. f.)*

### *0597 – Sig. Francesco Parodi – Imperia*

D. Sul n. 3 dell'annata in corso è stato pubblicato nella rubrica « A colloquio coi lettori » al n. 0526 lo schema dell'amplificatore PHILIPS con dati e particolari. Tuttavia non si fa cenno dei valori delle impedenze $L_1$ e $L_2$. Vi sarei grato se poteste farmi conoscere i valori ed i particolari costruttivi.
R. Non possediamo i dati tecnici e costruttivi dalla doppia impedenza $L_1$ $L_2$ (con nucleo di ferro unico) in oggetto, perchè la PHILIPS non li ha mai resi noti.
Tale impedenza risolve il problema dell'alimentazione delle griglie schermo dei tubi EL86. Possiamo però comunicarle che essa si trova in vendita presso i magazzini e negozio vendita delle parti staccate di Melchioni, Agente Philips per la Lombardia, (Milano, Via Friuli n. 15 - tel. 58.58.92/93), salvo esaurito.
Per l'acquisto chiedere « La doppia impedenza per l'alimentazione delle griglie schermo dell'amplificatore PHILIPS con push-pull di EL86 e senza trasformatore di uscita. »
Nel caso di una risposta negativa, provi a rivolgersi direttamente alla Philips Elettronica e precisamente al Sig. Vailetta (Milano, P.zza IV Novembre n. 3). *(a. f.)*

### *0598 – Sigg. P. I. Chierico - Vicenza; Robertis G. - Roma*

*D.* È richiesto lo schema di un amplificatore di corrente continua a transistori, che consenta la misura delle tensioni inferiori ai V con correnti dell'ordine di pochi μA.
*R.* In figura 1 riportiamo lo schema dello strumento richiesto e che riteniamo possa interessare anche il signor Chierico, almeno per la parte relativa l'amplificatore. A questo riguardo ci riserviamo di pubblicare un altro schema molto interessante che dovrà esserci fornito da una casa costruttrice, al più presto.
L'apparecchio in questione, che consente la misura di tensione dell'ordine di 10 mV e correnti continue fino a 1 μA, è costituito da due transistori OC72 che fungono da convertitore, la cui uscita è applicata ad un

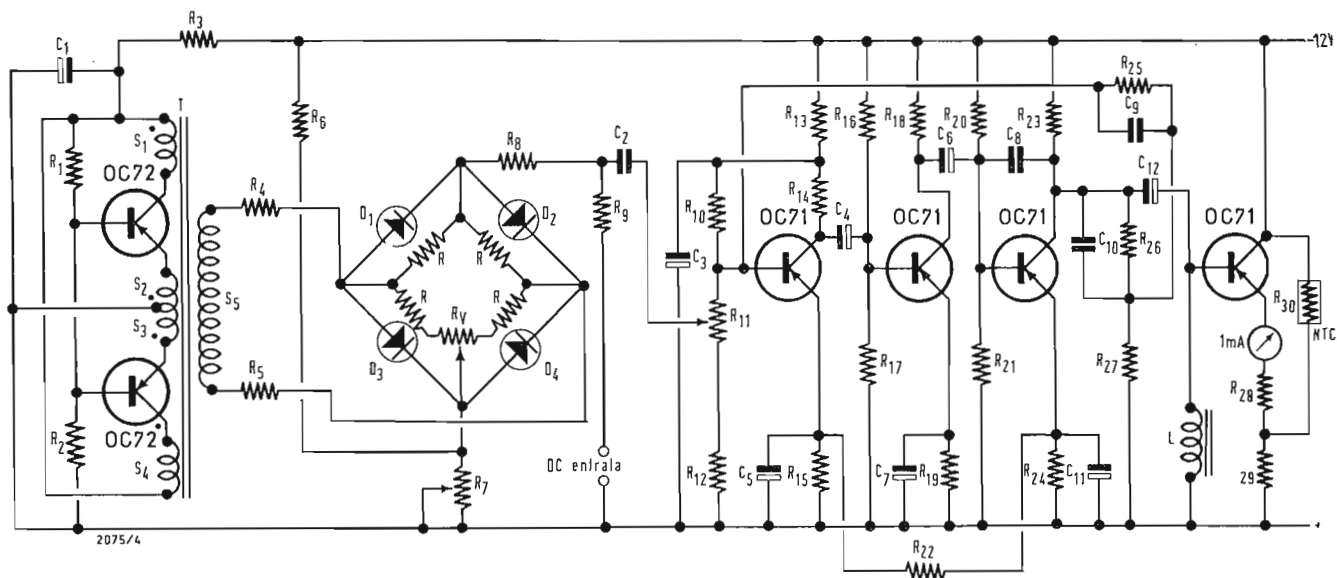



Fig. 1/0598

ponte di diodi al silicio $D_1$, $D_2$, $D_3$ e $D_4$ del tipo Philips ZS10A.

Durante il mezzo periodo di non conduzione il condensatore a carta da 1 μF $C^2$ si carica, per scaricarsi durante il mezzo periodo di conduttività attraverso la bassa impedenza del ponte. L'amplificatore a cc, del tipo a transistori, secondo dichiarazioni della casa costruttrice è particolarmente insensibile alle variazioni di temperatura purchè esse non sorpassino i limiti normali di funzionamento dei transistori impiegati. Valore dei componenti:

$R_1$ = 5600 Ω; $R_2$ 200 Ω; $R_3$ = 390 Ω; $R_4$ = 10.000 Ω; $R_5$ = 10.000 Ω; $R_6$ = 15.000 Ω; $R_7$ = 5 Ω; $R_8$ = 3.300 Ω; $R_9$ = 33.000 Ω; $R_{10}$= 56.000 Ω; $R_{11}$ = 1.000 Ω; $R_{12}$ = 4.700 Ω; $R_{13}$ = 1.000 Ω; $R_{14}$ = 3.300 Ω; $R_{15}$= 470 Ω; $R_{16}$ = 56.000 Ω; $R_{17}$ = 56.000 Ω; $R_{18}$ = 3.300 Ω; $R_{19}$ = 470 Ω; $R_{20}$ = 56.000 Ω; $R_{21}$ = 5.600 Ω; $R_{22}$ = 1.000 Ω; $R_{23}$ = 3.300 Ω; $R_{24}$ = 470 Ω; $R_{25}$ = 13.000 Ω: $R_{26}$ = 620.000 Ω; $R_{27}$ = 3.000 Ω; $R_{28}$ = 600 Ω; $R_{29}$ = 600 Ω; $R_{30}$ = NTC VA 1008.

$R$ = 500.000 Ω; $R_{\cdot}$ = 50.000 Ω; $C_1$ = 1.000 μF 6 V; $C_2$ = 1 μF carta; $C_3$ = 50 μF; $C_4$ = 2 μF; $C_5$ = 50 μF; $C_6$ = 2 μF; $C_7$ = 50 μF; $C_8$ = 560 pF; $C_9$ = 500 pF; $C_{10}$ = 15 pF; $C_{11}$ = 50 μF; $C_{12}$ = 1 μF;

Trasformatore: $S_1$ = 130 spire; $S_2$ = 30 spire; $S_3$ = 30 spirc; $S_4$ = 130 spire; $S_5$ = 400 spire.

$L$ = 3 H, 90 Ω, cc.

(*P. Soati*)

***0599 – Sig. P. De Rossi. – Genova.***

*D.* Domanda alcuni chiarimenti circa l'esistenza di uno strumento per la creazione della musica, esposto recentemente a Genova e denominato ANS.

*R.* Lo strumento elettronico ANS, nome dato dal suo costruttore E. Murzin in onore del compositore A. N. Skriabin, è stato costruito nell'Unione Sovietica e dà la possibilità di creare immediatamente, senza la partecipazione di orchestrali, composizioni finite, che risuonano così, come il compositore desidera. Questo strumento consente al compositore di tramutarsi in una specie di pittore: infatti dipinta la musica egli può subito ascoltarla, correggerla ed introdurvi nuovi elementi sonori. Inoltre ultimato lo spartito che viene registrato in un nastro magnetico il compositore, riascoltando la composizione, può accelerarla o rallentarla, alzarne più o meno il volume e regolarne il crescendo.

Questo strumento elettronico dispone di 720 generatori di toni sonori puri che coprono una gamma di dieci ottave e che dispongono di un comando costituito da un vetro, coperto da una tinta nera che svolge la funzione di spartito. È sufficiente apporre su questo spartito un segno nel punto voluto per ottenere al momento giusto un tono puro, corrispondente ai desideri del compositore, con l'altezza ed il volume desiderato.

Questo apparecchio quindi consente al compositore di scrivere lo spartito e ritoccarlo, in relazione al suono ottenuto, facilitandone il compito di raggiungere la musicalità e la espressività desiderate.

Non appena lo spartito è terminato l'autore può riascoltarlo immediatamente introducendo nella composizione finale tutte quelle sfumature che ritiene necessarie.

La serie sonora fondamentale dello strumento è rappresentata dalla suddivisione dell'ottava in 72 intervalli: lavorando con magnetofoni di precisione è possibile aumentare tale divisione a 144 e 216 intervalli.

Sul vetro dello spartito possono essere riportati tanto le voci più svariate quanto i suoni polivocali e qualsiasi altro rumore che vengono immagazzinati da una memoria magnetica.

Tale apparecchiatura può essere usata vantaggiosamente negli studi radiofonici allo scopo di realizzare montaggi e sovrapposizioni di suoni diversi, nonchè per effettuare la messa a punto degli effetti di riverberazione e per la regolazione del volume delle esecuzioni musicali.

Secondo il parere di alcuni competenti questo strumento ha delle possibilità veramente inesauribili. Informazioni più dettagliate può richiederle alla: Mashpriborintorg - G 200 - Moskva - URSS. (*P. Soati*)

*0600 - Sig. Di Biase G. - Perugia.*

*D.* È richiesto lo schema di un radioricevitore WESTINGHOUSE, di vecchio tipo nel quale si fa uso delle valvole 1R5, 1U4, 1U5 e 3V4.

*R.* Purtroppo dobbiamo comunicarle che non siamo in possesso dello schema elettrico relativo l'apparecchio suddetto, che è il modello WESTINGHOUSE 11-600, P4.
Le consigliamo di rivolgersi alla società WESTMAN, Via Lovanio 5, Milano, rappresentante la WESTINGHOUSE, la quale, se in possesso del suddetto schema, senz'altro gliene invierà una copia. *(P. Soati)*

***0601 – Radio Vals – Bari.***

*D.* È richiesto lo schema particolareggiato di un alimentatore per apparecchi radio a transistori, per laboratorio.

*R.* L'apparecchio di cui al circuito di figura 1 per quanto un po' complicato, consente di avere a disposizione una tensione fissa stabilizzata a 30 V ed una tensione regolabile stabilizzata da 0 a 28 V.
La polarizzazione della base di $V_3$ è assicurata dal ponte $R_4$, $R_8$ e da $R_9$. $R_9$ deve essere regolato in modo che la tensione di base di $V_3$ risulti di 3 V inferiore a quella di emettitore: cioè fra il cursore di $R_9$ e l'esterno di $R_4$, si deve avere una tensione di 30 V cc. Il diodo Zener polarizza l'emettitore di $V_3$ in modo che ad esso risulti applicata costantemente una tensione di 27 V.
Quando $V_3$ è conduttore le tensioni di collettore e di emettitore hanno tendenza ad uguagliarsi, mentre essendo il collettore di $V_3$ collegato alla base di $V_2$ la tensione positiva applicata a questa rende $V_2$ stesso conduttore. Dato che a sua volta il collettore di $V_2$ è collegato alla base di $V_1$ ed alla tensione di alimentazione tramite $R_2$, la corrente di collettore di $V_2$ provoca ai capi di $R_2$ una caduta di tensione che determina la polarizzazione di $V_1$ che diviene conduttore. Di conseguenza se la corrente che circola nel circuito di carico tende ad aumentare, la tensione di uscita diminuirà proporzionalmento alla caduta di tensione attraverso $V_1$. Tale diminuzione della tensione di uscita si ritrasmette alla base di $V_3$ aumentandone la polarizzazione e portandolo in zona di saturazione. In tali condizioni la tensione di collettore di $V_3$ è uguale a quella di emettitore. $V_2$ diventa perciò più conduttore e di conseguenza la caduta di tensione ai capi di $R_2$ diventa più forte. $V_1$ essendo polarizzato in modo maggiore diviene a sua volta più conduttore e la sua resistenza interna diminuisce aumentando la tensione di uscita: ciò provoca la diminuzione che tende a prodursi all'origine. Quando la tensione tende a diminuire si verifica il fenomeno inverso: $V_4$ e $V_5$ funzionano come $V_1$ e $V_2$ a parte il fatto che i primi due sono comandati manualmente.
$V_4$ e $V_5$ sono montati in emettitore follower. Qualora la potenza di uscita non superi i 260 mA il carico può essere inserito direttamente fra il cursore del potenziometro e la massa. Quando però la potenza di uscita sia dell'ordine dei 100 W e più, si utilizza uno stadio supplementare $V_4$ che porta la potenza disponibile da 250 mW a circa 25 W. In tali condizioni il transistore $V_5$ può regolare una corrente dell'ordine di 4 A e 28 V.
La resistenza $R_{12}$ serve a limitare la corrente di base di $V_4$ e ad impedire che la tensione di base e di collettore si uguaglino.
Il Vm serve anche a controllare che la massima tensione applicata alla sezione regolatrice non superi i 40 V, e ad indicare il valore della tensione di uscita.
La tensione regolabile tra 0 e 28 V viene regolata tramite il potenziometro $R_{11}$
*Componenti*: $R_1$ = 5100 Ω ½ W 5%; $R_2$ = 4,7 Ω 1 W 10%; $R_3 = R_4$ = 300 Ω ½ W 10%; $R_5 = R_{10}$ = 5 Ω ½ W 10%; $R_6$ = 240 Ω 2 W 5%; $R_7$ = 2.700 Ω ½ W 10%; $R_8$ = 1000 Ω ½ W 10%; $R_9$ = 5.000 Ω potenziometro 2 W; $R_{11}$ = 10.000 Ω potenziometro 2 W; $R_{12}$ = 330 Ω 2 W 10%; $R_{13}$ = 220.000 Ω ½ W 10%. $C_1 = C_2$ = 1500 μF 40 V.
*Transistori*: $V_1 = V_5$ = DA3F3; $V_2$ = 2N102 /13; $V_3$ = 2N217 (OC72); $V_4$ = 2N1031. $D_1$ = JN625, $D_2$, $D_3$, $D_4$, $D_5$ = 1N1124; $D_6$ = diodo Zener IM27Z5 o similare. Il trasformatore sarà scelto con primario universale oppure a 220 V il secondario 32 V 4,5 A. *(P. Soati)*

Fig. 1/0601

Schema elettrico del radioricevitore ETERPHON Mod. MF E29 - MF 1001